МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА

Л. М. КОНОНОВИЧ

РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЙ УКВ ПРИЕМ



МАССОВАЯ
РАДИО
БИБЛИОТЕКА

Выпуск 942

Л. М. КОНОНОВИЧ

РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЙ УКВ ПРИЕМ



МОСКВА «ЭНЕРГИЯ» 1977

6Ф1.3
К 64
УДК 621.396.62

Кононович Л. М.

К 64 Радиовещательный УКВ прием. М., «Энергия», 1977.

192 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 942).

В книге излагаются принципы передачи и приема радиовещательных программ в УКВ диапазоне. Основное внимание уделяется методам построения высококачественных трактов и современным тенденциям конструирования радиовещательных УКВ приемников.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей

К $\frac{30403\text{-}367}{051(01)\text{-}77}$ 213-77 6Ф1.3

ПРЕДИСЛОВИЕ

Широкое развитие высококачественного радиовещания в УКВ диапазоне — общая в наши дни тенденция во всех развитых странах.

Возрастающая популярность УКВ вещания обусловлена тем, что радиовещание с применением амплитудной модуляции (АМ) в диапазонах длинных, средних и коротких волн (диапазонах АМ) все меньше удовлетворяет слушателей. С каждым годом уровень помех в этих диапазонах возрастает, несмотря на меры по их подавлению. Особенно велик он в больших городах. Увеличение числа и мощности радиостанций привело к чрезвычайной «тесноте в эфире» и заставило ограничить полосы передаваемых звуковых частот. В длинноволновом (ДВ) и средневолновом (СВ) диапазонах несущие частоты радиостанций могут иметь малый разнос, всего лишь 9 кГц. Еще хуже обстоит дело в коротковолновом (КВ) диапазоне, где минимальный разнос частот может составлять 5 кГц. Поэтому попытки воспроизведения широкого спектра звуковых частот в приемниках на диапазонах АМ ведут, как правило, не к улучшению, а к ухудшению качества звучания из-за возникающих помех. Кроме того, такие попытки не имеют смысла, так как радиостанции в этих диапазонах излучают узкий спектр и передают звуковые частоты большей частью не выше 7 кГц. ГОСТ 5651-76 нормирует пределы воспроизводимых частот радиовещательных приемников в АМ диапазонах даже для высшего класса всего лишь 40—5600 Гц. Для первого класса этот диапазон составляет 63—4000 Гц, для третьего 125—3550 Гц.

Таким образом, в диапазонах АМ не может быть достигнуто высокое качество звучания радиовещательных передач и они, как правило, предназначаются преимущественно для речевой информации.

УКВ диапазон находится в совершенно иных условиях. Здесь каждая радиостанция может занять широкий (200 кГц) участок частот. Уровень индустриальных помех ниже, чем в ДВ, СВ, КВ диапазонах. Наконец, в УКВ диапазоне можно применить вместо амплитудной модуляции частотную (ЧМ). Применяя ее и пользуясь достаточно широким излучаемым диапазоном частот, можно создать широкополосную и помехоустойчивую систему радиовещания, удовлетворяющую самым высоким требованиям к вопроизведению звука.

В Советском Союзе УКВ радиовещание начало развиваться сразу после Великой Отечественной войны. В конце 40-х годов опытное вещание велось в Москве и Ленинграде, а в 50-х годах — уже в нескольких крупных городах. Особенно быстро оно стало развиваться после 60-х годов. В настоящее время наша страна имеет развитую сеть УКВ радиовещания, а промышленность выпускает широкий ассортимент радиовещательных приемников (радиол, магнитол) с УКВ диапазоном.

Популярность УКВ диапазона возросла с введением с начала 60-х годов стереофонического радиовещания. В последние годы удельный вес стереофонических радиопередач резко возрос.

Для приема радиовещательных программ в УКВ диапазоне используются приемники, построенные по обычной, супергетеродинной схеме. Однако особенности приема ЧМ колебаний и повышенные требования к качеству воспроизведения звука создают существенные отличия техники приема УКВ от техники приема в диапазонах АМ.

Современный высококачественный радиовещательный УКВ приемник представляет собой сложное устройство приема и обработки радиовещательного сигнала. Для обеспечения высококачественного воспроизведения сигнала необходимо знать: свойства радиовещательного сигнала и условия его неискаженного воспроизведения; специфические особенности колебаний с частотной модуляцией; условия неискаженного прохождения ЧМ колебаний через тракт приемника; действие шумов и помех при приеме ЧМ колебаний; методы построения схемы высококачественного приемника ЧМ колебаний и применяемые технические решения.

Рассмотрение указанных вопросов составляет предмет настоящей книги.

Отзывы о книге просим направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая набережная, 10, изд-во «Энергия», редакция Массовой радиобиблиотеки.

Автор

Глава первая

РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫЙ СИГНАЛ И УСЛОВИЯ ЕГО НЕИСКАЖЕННОЙ ПЕРЕДАЧИ

1-1. Радиовещательные диапазоны

Целью радиовещания является передача звуковой информации. Радиопередачи разделяют на речевые (общественно-политические, образовательные, передачи литературно-драматического характера) и музыкальные. Часто передачи носят смешанный характер (литературно-музыкальные).

Для радиовещательных программ необходимо выделять в эфире определенные участки диапазона частот и распределять в них радиостанции таким образом, чтобы максимально удовлетворить потребности населения в радиовещании, обеспечить достаточно хорошее качество приема и в то же время не создавать заметных помех другим радиотехническим службам, таким как телевидение, служебная связь и т. п. В современных условиях решение этой задачи — весьма сложная проблема.

Международными организациями МСЭ (Международный союз электросвязи) и МЭК (Международная электротехническая комиссия) принято следующее разделение диапазонов радиочастот:

очень низкие частоты (ОНЧ) — от 3 до 30 кГц или мириаметровые волны (длина волны от 100 до 10 км);

низкие частоты (НЧ) — от 30 до 300 кГц или километровые волны (10—1 км);

средние частоты (СЧ) — от 300 до 3000 кГц или гектаметровые волны (1000—100 м);

высокие частоты (ВЧ) — от 3 до 30 МГц или декаметровые волны (100—10 м);

очень высокие частоты (ОВЧ) — от 30 до 300 МГц или метровые волны (10—1 м);

ультравысокие частоты (УВЧ) — от 300 до 3000 МГц или дециметровые волны (100—10 см);

сверхвысокие частоты (СВЧ) — от 3 до 30 ГГц или сантиметровые волны (10—1 см);

крайне высокие частоты (КВЧ) — от 30 до 300 ГГц или миллиметровые волны (10—1 мм);

частоты от 300 до 3000 ГГц или децимиллиметровые волны (1—0,1 мм).

В настоящее время для радиовещания выделены участки в области НЧ, СЧ, ВЧ и ОВЧ диапазонов.

Участок в области частот 150—405 кГц принято называть диапазоном длинноволнового радиовещания (диапазон ДВ). В этом

диапазоне с помощью мощных радиостанций можно перекрывать большие расстояния, порядка 2000 км. Такая возможность обеспечивается способностью километровых и отчасти гектаметровых волн огибать поверхность Земли. Кроме того, эти волны хорошо отражаются от нижнего ионизированного слоя атмосферы, что создает дополнительную возможность достаточно хорошего приема на больших расстояниях. Поэтому радиовещание в диапазоне ДВ особенно развито в СССР — стране с большой территорией. Существуют радиостанции ДВ и в ряде других стран.

Недостатками диапазона ДВ являются высокий уровень промышленных помех и невозможность использования большого количества радиостанций ввиду опасности возникновения взаимных помех.

Участок частот 525—1605 кГц предназначен для так называемого «радиовещания на средних волнах» (диапазон СВ). В этом диапазоне удается обеспечить надежный прием на больших расстояниях (более 1000 км). Для диапазона СВ характерно большое увеличение напряженности поля в темное время суток, за счет отраженных (пространственных) волн. Поэтому число принимаемых радиостанций ночью резко возрастает, однако, увеличиваются взаимные помехи между ними. Вещание в диапазоне СВ чрезвычайно популярно во всех странах, в нем работает большое число радиостанций от маломощных (десятки и сотни ватт) до весьма мощных (сотни киловатт).

В последние годы появилась тенденция в радиовещательных приемниках разбивать диапазон СВ на два отдельных поддиапазона, обычно 525—1300 кГц и 1300—1605 кГц, что облегчает настройку приемника, особенно в темное время суток, а также позволяет применить электронную настройку приемника (см. § 6-7).

В диапазоне частот 3950—26 100 кГц выделены участки для радиовещания «на коротких волнах» (диапазон КВ), расположенные на частотах:

3950—4000	кГц	(поддиапазон 75 м)
5950—6200	кГц	(49 м)
7160—7300	кГц	(41 м)
9500—9775	кГц	(31 м)
11 700—11 975	кГц	(25 м)
15 100—15 450	кГц	(19 м)
17 700—17 900	кГц	(16 м)
21 450—21 750	кГц	(13 м)
25 600—26 100	кГц	(11 м)

В диапазоне КВ прямые (поверхностные) волны сильно поглощаются почвой. Поэтому надежный прием в любое время суток обеспечивается лишь на небольших расстояниях (примерно до 100 км). Однако пространственные волны, отраженные от ионизированных слоев земной атмосферы, позволяют получить достаточно эффективный прием на очень больших расстояниях даже при небольшой мощности передатчика. Этим объясняется популярность коротких волн у радиолюбителей, осуществляющих двустороннюю связь при очень малых мощностях передатчиков. Но нельзя забывать, что надежность такой связи в значительной степени зависит от времени года, суток, погоды и других факторов.

Радиовещание в диапазонах ДВ, СВ и КВ ведется с помощью так называемой «амплитудной модуляции», смысл которой состоит в том, что звуковой сигнал изменяет амплитуду излучаемых пере-

датчиком колебаний. Эти диапазоны часто объединяют под общим названием «диапазоны амплитудной модуляции» («диапазоны АМ»). Как уже отмечалось в предисловии, диапазоны АМ не позволяют организовать высококачественного художественного радиовещания. В особом положении находится УКВ радиовещание, для которого отведен участок диапазона ОВЧ (метровые волны). Расположение и протяженность этого участка различны в разных группах стран.

Особенностью метровых волн является распространение их в основном прямой (поверхностной) волной, прямолинейно, подобно световым волнам. В результате этого дальность распространения r практически ограничена расстоянием прямой видимости. Она может быть приближенно определена по формуле

$$r = 3{,}6\left(\sqrt{h_{\text{пер}}} + \sqrt{h_{\text{пр}}}\right),$$

где $h_{\text{пер}}$ и $h_{\text{пр}}$ — высоты расположения антенн передатчика и приемника, м.

Так, например, при высоте передающей антенны 300 м и приемной 10 м расстояние прямой видимости оказывается около 70 км.

В связи с ограниченной зоной действия УКВ радиостанций вещание в УКВ диапазоне является местным. Поэтому различное расположение радиовещательного УКВ диапазона в разных странах не ведет к большим неудобствам. С введением УКВ вещания через искусственные спутники Земли придется, очевидно, пересмотреть частоты радиовещательного УКВ диапазона.

В УКВ диапазоне вещание ведется с помощью частотной модуляции (ЧМ), при которой звуковой сигнал изменяет не амплитуду, как в диапазонах АМ, а частоту колебаний, излучаемых передатчиком. Применение ЧМ позволяет получить высококачественный и помехоустойчивый прием. Правда, полоса частот, занимаемая радиосигналом, при этом увеличивается, но в диапазоне ОВЧ есть возможность отвести для УКВ радиовещания относительно широкий диапазон частот в единицы и даже десятки мегагерц. Преимуществом диапазона ОВЧ является также более низкий, по сравнению с диапазонами СЧ и ВЧ, уровень индустриальных радиопомех.

Основные параметры системы УКВ радиовещания, используемой в СССР и большинстве стран СЭВ, следующие: диапазон частот, отведенный для УКВ радиовещания, 65,8—73,0 МГц (длина волны 4,56—4,11 м); максимальная девиация (отклонение) частоты передатчика ±50 кГц; диапазон передаваемых звуковых частот 30—15 000 Гц; постоянная времени предыскажений 50 мкс; минимальный разнос несущих частот радиостанций, работающих в соседних зонах (для СССР): при передаче одинаковых программ 120 кГц, при передаче разных программ 180 кГц.

В ряде стран действуют системы УКВ радиовещания с несколько отличающимися параметрами. Так, в Западной Европе принят диапазон несущих частот 88—104 МГц (в ГДР 88—100 МГц), а максимальная девиация частоты ±75 кГц. В США диапазон несущих частот принят равным 88—108 МГц, а постоянная времени предыскажений 75 мкс.

1-2. Основные свойства радиовещательного сигнала

Целью всякой системы радиовещания является неискаженная передача звуковой информации от помещения, в котором она возникает (студия, концертный зал и т. п.), до помещения прослуши-

Рис. 1-1. Относительное распределение энергии в спектре некоторых звучаний (усредненные данные).

а — орган; *б* — скрипка; *в* — симфонический оркестр.

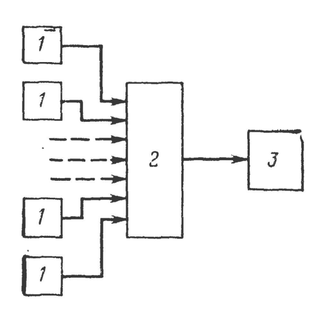


Рис. 1-2. Структурная схема усреднения звуковых программ по ансамблю.

1 — магнитофон; *2* — блок сложения; *3* — анализатор спектра.

вания. Звуковая информация носит различный характер: речь, диалог или драматическая передача, музыка, а иногда производственные шумы, пенье птиц и т. п. Иначе говоря, вещательный сигнал представляет собой случайный процесс, который невозможно описать детерминированными функциями времени.

Если в течение большого промежутка времени измерять параметры радиовещательного сигнала, то можно определить его усредненные характеристики, т. е. считать сигнал стационарным. Так, например, громкость передачи существенно меняется: от пауз до громкого звучания. Однако можно определить среднюю величину этой громкости и пределы ее изменения (ожидаемые с заданной вероятностью).

Усредненные характеристики вещательного сигнала имеют большое значение, так как позволяют правильно подойти к проектированию систем вещания и необходимой аппаратуры.

Энергетический спектр вещательного сигнала. Под характеристикой энергетического спектра сигнала понимается кривая, характе-

ризующая распределение его энергии в зависимости от частоты. На рис. 1-1 показано несколько примеров таких распределений. Как видно из рисунка, для звучания органа характерна большая энергия в области нижних звуковых частот. Скрипка, наоборот, создает максимальную энергию на верхних частотах. Симфонический оркестр дает широкий (более или менее равномерный) спектр звучания и т. д. Таким образом, спектр вещательного сигнала может быть самым разнообразным в зависимости от характера передачи.

Можно произвести эксперимент (рис. 1-2). На большое число магнитофонов устанавливаются пленки с записью различных отрывков вещательных передач. Сигналы с выходов всех магнитофонов

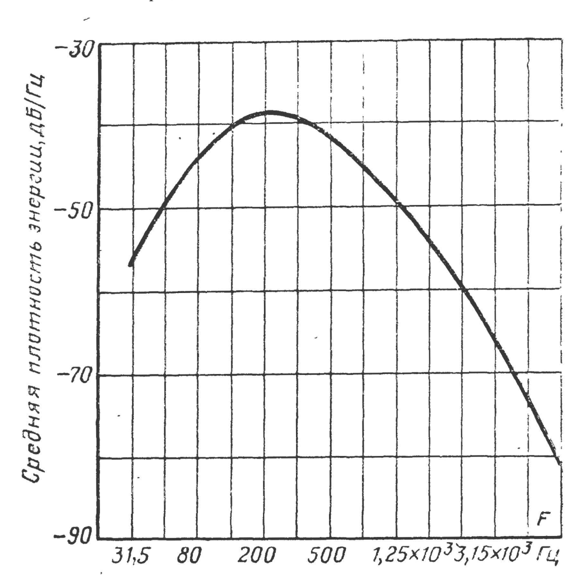


Рис. 1-3. **Обобщенный энергетический спектр радиовещательного сигнала.**

суммируются и подаются на анализатор спектра. Если магнитофонов много и записи охватывают самые различные варианты вещательных сигналов, анализатор спектра покажет усредненный спектр вещательного сигнала. Такое усреднение носит название «усреднения по ансамблю».

Можно использовать и один источник сигнала, но определять спектр вещательной передачи для достаточно большого промежутка времени, например недели. Спектр, полученный таким способом, является результатом «усреднения по времени». Сигнал, который дает одинаковые результаты при усреднении по ансамблю и времени, называется эргодическим.

На рис. 1-3 показан обобщенный энергетический спектр радиовещательного сигнала. Из рисунка видно, что наибольшая энергия вещательного сигнала заключена в области частот 100—800 Гц. К нижним частотам (30—50 Гц) эта энергия снижается на 12—

15 дБ, а на верхних (выше 10 кГц) энергия радиовещательного сигнала падает на 40 дБ и более, т. е. очень мала.

При этом не следует, однако, забывать, что мы имеем дело с усредненными величинами и в принципе не исключены непродолжительные выбросы энергии в области верхних или нижних звуковых частот.

Динамический диапазон вещательного сигнала. Громкость передачи изменяется в широких пределах. Для высокого качества воспроизведения необходимо, чтобы при наибольшей громкости не перегружались усилители, а при наименьшей — сигнал не терялся в шумах и был бы достаточно отчетливо слышен. Следовательно, для проектирования радиовещательной аппаратуры необходимо иметь четкое представление о разнице между возможными максимальными и минимальными уровнями вещательного сигнала или, иначе говоря, о динамическом диапазоне сигнала, который обычно выражается в децибелах:

$$D = 20 \lg \frac{U_{\text{макс}}}{U_{\text{мин}}},$$

где $U_{\text{макс}}$ и $U_{\text{мин}}$ — максимальный и минимальный уровни, измеренные прибором, представляющим собой вольтметр с инерционностью, соответствующей инерционности человеческого уха.

Таблица 1-1

Харектер сигнала	D, дБ
Речь диктора	25—35
Художественное чтение	40—50
Небольшие вокальные и инструментальные ансамбли	45—55
Симфонический оркестр	до 65

В естественном звучании трудно выделить «самое бо́льшое» и «самое малое» значения уровня. Можно говорить об уровне, который практически не превышается, т. е. максимальном уровне с достаточно большой вероятностью, например 98% (аналогично определяется и минимальный уровень). Это значит, что уровень передачи только 2% времени может превышать максимальный или может быть меньше минимального. Такие значения иногда для точности называют «квазимаксимальными» и «квазиминимальными».

Динамический диапазон, определенный таким образом для некоторых характерных сигналов, приведен в табл. 1-1.

Из таблицы видно, что «самое громкое» звучание отличается от «самого тихого» на 65 дБ, т. е. примерно в $2 \cdot 10^3$ раз по напряжению или в $4 \cdot 10^6$ раз по мощности.

Распределение мгновенных значений звукового сигнала. Мы говорили об уровнях громкости, т. е. о возможных величинах огибающей звукового сигнала. Однако в ряде случаев нас интересует более тонкая структура вещательного сигнала. Распределение мгновенных значений звукового сигнала $x(t)$ по данным ряда авторов можно

с достаточной точностью считать нормальным, т. е. подчиняющимся закону Гаусса:

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \qquad (1\text{-}1)$$

где $w(x)$ — плотность вероятности мгновенных значений x; σ^2 — дисперсия случайной величины x.

График нормального распределения («кривая Гаусса») показан на рис. 1-4. Он симметричен относительно нулевого значения, т. е. вероятность положительных и отрицательных величин одинакова, что естественно для мгновенных значений звуковых колебаний. Из графика видно, что возможны сколь угодно большие величины сигнала, однако их вероятность исчезающе мала. Принято ограничивать возможные значения величиной $x=3\sigma$. При этом площадь внутри ограниченной кривой составляет 99,7% всей площади, вычисленной от $x=-\infty$ до $x=+\infty$. Это означает, что вероятность превышения по абсолютной величине значения 3σ равна 0,3%.

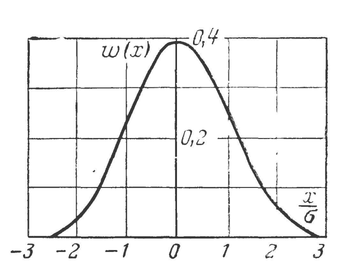


Рис 1-4. График нормального распределения (кривая Гаусса).

1-3. Слуховое восприятие вещательной передачи

Для проектирования вещательной аппаратуры важно знать не только свойства воспроизводимого сигнала, но и возможности слушателя, принимающего этот сигнал. Добиваясь высокого качества

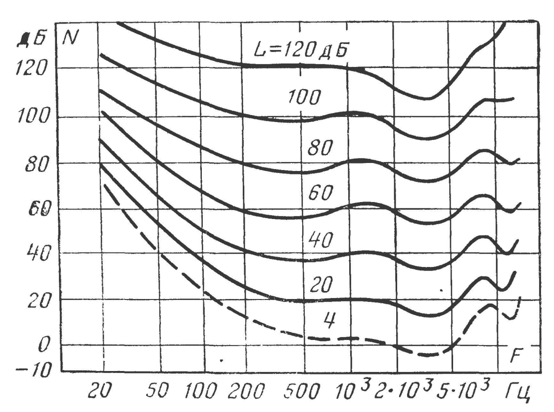


Рис. 1-5. Кривые равной громкости (пунктир — порог слышимости; N — уровень интенсивности звука; L — уровень громкости в фонах).

звучания, нет смысла требовать от аппаратуры воспроизведения более широкого диапазона звуковых частот, чем воспринимаемый ухом человека, или добиваться искажений, значительно меньших, чем замечаемые слушателями. Поэтому следует рассмотреть основные особенности слухового восприятия звукового сигнала человеком.

Диапазон частот колебаний, слышимых человеком, не одинаков у различных людей и зависит от возраста. В 18—25 лет этот диапазон достигает 20—20 000 Гц. С возрастом верхняя граница значительно снижается, часто до 15—14 кГц и ниже. В пределах частотного диапазона слышимых колебаний в различных его участках чувствительность человеческого уха неодинакова.

На рис. 1-5 показаны так называемые «кривые равной громкости», т. е. кривые, показывающие уровни звучания сигналов различных частот, создающие у человека впечатление одинаковой громкости. Из рисунка видно, что в области самых нижних и самых верхних звуковых частот чувствительность уха падает, и для создания впечатления той же громкости нужны более высокие звуковые давления, чем в области средних звуковых частот. Кроме того, чувствительность уха меняется в зависимости от громкости звучания. Так, при громкости на частоте 1000 Гц, равной 80 дБ (что соответствует нормальной громкости передачи), чувствительность уха для частоты 50 Гц оказывается меньшей, чем для 1000 Гц на 15 дБ (рис. 1-5), а при громкости на частоте 1000 Гц, равной 4 дБ (порог слышимости), эта разница увеличивается до 35 дБ. При уменьшении громкости звучания ухо становится менее чувствительным к самым низким и самым высоким звуковым частотам. Поэтому снижение громкости воспроизведения сопровождается ощущением кажущегося уменьшения диапазона воспроизводимых частот и качество звучания ухудшается. (Кстати, сходным свойством обладает наше зрение — при снижении освещенности падает цветовая чувствительность глаза).

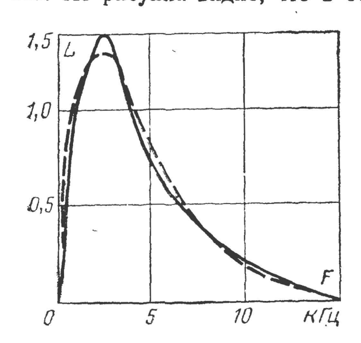


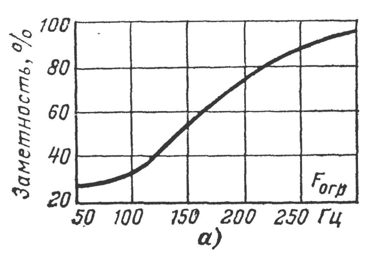
Рис. 1-6. Псофометрическая кривая.

Для уменьшения этого неприятного эффекта при малых громкостях искусственно поднимают уровень воспроизведения самых низких и самых высоких звуковых частот («тонкомпенсация»), т. е. подчеркивают крайние звуковые частоты.

Усредненную зависимость чувствительности уха от частоты звуковых колебаний называют псофометрической кривой. Один из вариантов такой усредненной кривой показан на рис. 1-6 сплошной линией. Эту кривую можно с достаточной точностью аппроксимировать функцией

$$L = 3,55 \frac{F}{F_{\text{оп}}} e^{-\frac{F}{F_{\text{оп}}}}, \tag{1-2}$$

где L — относительная чувствительность уха (по отношению к его чувствительности на частоте 1 кГц); $F_{\text{оп}}$ — опорная частота, равная 2,22 кГц. Аппроксимация показана на рис. 1-6 пунктиром.



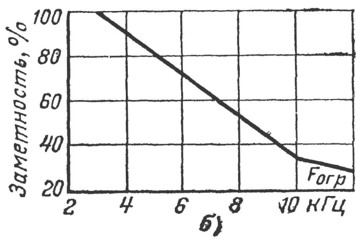


Рис. 1-7. Заметность ограничения диапазона воспроизводимых частот радиовещательного сигнала.

а — ограничение нижних звуковых частот; б — ограничение верхних звуковых частот.

Динамический диапазон уровней звучания, воспринимаемых человеком, весьма широк и составляет примерно 120 дБ. На нижнем краю этого диапазона лежит порог слышимости (около 4 дБ на частоте 1000 Гц), в середине — нормальная громкость 76 дБ, на верхнем краю — граница болевого ощущения 120—130 дБ.

Для представления о громкости реальных звуков можно привести несколько примеров: шепот на расстоянии 1 м 20 дБ; разговор в жилой комнате 45 дБ; громкая радиомузыка 80 дБ; фортиссимо оркестра 95 дБ; шум котельного цеха 110 дБ.

За начало отсчета принимается звуковое давление плоской волны в воздухе, равное $2\cdot10^{-5}$ Н/м².

Особенное значение при проектировании радиовещательной аппаратуры приобретает знание чувствительности слуха к искажениям звучания и посторонним помехам. На большом количестве опытов с различными группами слушателей (экспертов) и на разнообразных музыкальных отрывках исследовалась заметность искажений различного вида: ограничение воспроизводимого диапазона частот, сжатие динамического диапазона, нелинейные искажения, различные помехи и т. п.

На рис. 1-7 показаны графики средней заметности ограничения диапазона воспроизводимых частот снизу и сверху. Из них видно, что половина слушателей замечают ограничение снизу до 130 Гц или сверху до 8,5 кГц, а ограничение снизу до 250 Гц или сверху до 4 кГц улавливают 90%, т. е. практически все слушатели.

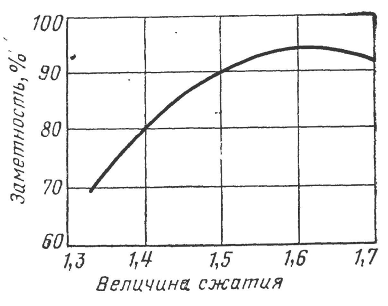


Рис. 1-8. Заметность сжатия динамического диапазона радиовещательного сигнала.

На рис. 1-8 показан график средней заметности сжатия динамического диапазона. Видно, что сжатие всего в 1,33 раза (например, от 50 до 37,5 дБ) замечается почти всеми слушателями.

На рис. 1-9 изображены графики заметности нелинейных искажений сигнала. Нелинейную характеристику тракта можно представить зависимостью $u_{вых}=u_0+a_1u_{вх}+a_2u^2_{вх}+a_3u^3_{вх}$, в которой

член $a_2u^2_{вх}$ дает квадратичные нелинейные искажения (он является причиной возникновения частот типа 2Ω, $\Omega_1 \pm \Omega_2$), а член $a_3u^3_{вх}$—кубичные искажения (частоты типа 3Ω, $2\Omega_1 \pm \Omega_2$ и т. п.). Заметность нелинейных искажений этих двух типов сильно зависит от полосы воспроизводимых частот. Поэтому кривые на рис. 1-9 даны как для широкополосного тракта: 40—14 000 Гц (сплошные линии), так и для узкополосного тракта: 200—4000 Гц (пунктир). Кривые показывают, что в широкополосном тракте недопустимы нелинейные искажения свыше единиц процентов, а в узкополосном можно допустить несколько большие значения, особенно для кубичных искажений.

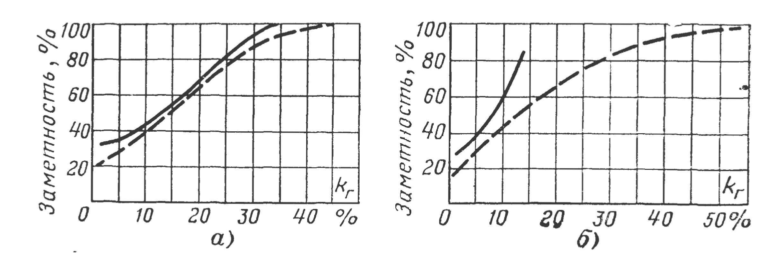


Рис. 1-9. Заметность нелинейных искажений.
а — квадратичные искажения; *б* — кубические искажения.

На основе результатов, полученных для заметности различного рода искажений и помех, был разработан и действует в настоящее время ГОСТ 11515-65 «Тракты радиовещательные. Классы. Основные качественные показатели». Согласно этому ГОСТ установлены четыре класса качества звучания радиовещательной передачи.

Высший класс. В этом классе искажения и помехи «совершенно незаметны» для обычных экспертов и «практически незаметны» для высококвалифицированных экспертов. Воспроизводимый диапазон частот 30—15 000 Гц, коэффициент гармоник не более 2% на краях и не более 1% в середине диапазона. Отношение сигнал/фон не менее 60 дБ, сигнал/шум не менее 62 дБ. Уровень внятной помехи, проникающей из другого канала, не выше —80 дБ.

I класс. В этом классе искажения и помехи «практически незаметны» для обычных и «неуверенно заметны» для высококвалифицированных экспертов. Полоса воспроизводимых частот 50—10 000 Гц, коэффициент гармоник от 6% на нижнем краю до 2,5% в середине диапазона. Отношение сигнал/фон 55 дБ, сигнал/шум 60 дБ. Внятная переходная помеха не более —74 дБ.

II класс. Искажения и помехи «неуверенно заметны» для обычных и «уверенно заметны» для высококвалифицированных экспертов. Диапазон воспроизводимых частот 100—6000 Гц, коэффициент гармоник 8% в диапазоне частот 100—200 Гц и 4% в диапазоне 200—4000 Гц. Отношение сигнал/фон 50 дБ, сигнал/шум 55 дБ, внятная переходная помеха не более —70 дБ.

III класс. Искажения и помехи «уверенно заметны» при сравнении со звучанием по высшему классу. Показатели по этому классу может иметь только оконечная аппаратура (громкоговорители, приемники в диапазонах АМ), величины этих показателей устанавливаются стандартами и техническими условиями на аппаратуру.

Понятия заметности, положенные в основу квалификации звучания, установлены, исходя из следующих критериев заметности искажений: совершенно незаметно — менее 15%, практически незаметно — 30%, неуверенно заметно — 50%, уверенно заметно — более 75%.

На основе приведенной классификации качества звучания в ГОСТ 11515-65 приводятся требования к основным качественным показателям радиовещательных трактов и их элементов. В частности, тракт передачи УКВ радиовещания и звукового сопровождения телевидения строится, исходя из качества звучания по высшему классу. Таким образом, имея высококачественный приемник, можно в УКВ диапазоне получить практически неискаженное воспроизведение звуковых программ.

Следует иметь в виду, что классы звучания, перечисленные выше, и классы, на которые разделяются радиовещательные приемники (торговые классы), не совпадают. Так, например, приемник III класса «Вега-312» имеет диапазон воспроизводимых частот в УКВ диапазоне не у́же 100—10 000 Гц, что близко к первому классу звучания.

1-4. Основные элементы вещательного тракта

Радиовещательный тракт состоит из четырех основных частей.

Первая часть — радиодом, содержащий студию, из которой ведется передача, и аппаратные, производящие обработку звукового сигнала, его распределение по линиям связи. Если передача внестудийная (трансляция из театра, стадиона и т. п.), то звуковой сигнал с места трансляции поступает в радиодом по специальным, обычно проводным линиям связи. Если передача ведется в магнитной записи, то студию заменяет аппаратная механического вещания.

Вторая часть — линии связи, соединяющие радиодом с радиопередающей станцией. Требования, предъявляемые к таким линиям связи, весьма высоки, поскольку они должны передать радиовещательный сигнал с высокой степенью верности при безусловной надежности передачи. Обычно линии связи проводные, но при больших расстояниях между радиодомом и радиостанцией применяются также радиолинии.

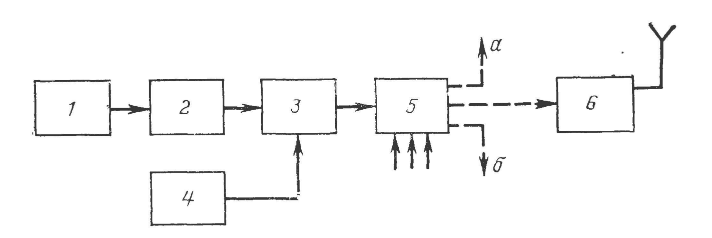


Рис. 1-10. Упрощенная структурная схема передающего радиовещательного тракта.

1 — студия; *2* — аппаратно-студийный блок (АСБ); *3* — аппаратно-программный блок (АПБ); *4* — аппаратная механического вещания; *5* — центральная радиоаппаратная; *а* — на междугородние линии; *б* — в сеть проводного вещания; *6* — радиопередатчик.

Третья часть — радиопередающая станция. Здесь производится модуляция несущей частоты передатчика радиовещательным сигналом и излучение модулированных колебаний в эфир.

Четвертая часть — радиовещательные приемники, в которых происходит усиление принятых колебаний, их детектирование для выделения модулирующего сигнала и преобразование этого сигнала в звуковые колебания.

На рис. 1-10 показана упрощенная структурная схема передающей части радиовещательного тракта.

Сигналы из студии поступают в аппаратно-студийный блок (АСБ), где происходит первичная их обработка (микширование, усиление). Обработанный сигнал проходит в аппаратно-программный блок (АПБ), где осуществляется коммутация сигналов, поступающих из различных студий и из аппаратных механического вещания.

В центральную аппаратную (ЦА) поступает ряд сформированных программ, которые распределяются на радиопередатчики, в сеть проводного вещания и для передачи по линиям дальней связи в другие города.

Глава вторая

ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОЕ КОЛЕБАНИЕ. МЕТОДЫ ЕГО ПОЛУЧЕНИЯ И ПЕРЕДАЧИ

2-1. Фазовая и частотная модуляция

Сигнал радиостанции в отсутствие модуляции может быть записан так:

$$u = U\cos(\omega_0 t + \psi). \tag{2-1}$$

Для передачи информации нужно в соответствии с этой информацией изменять по крайней мере один из параметров сигнала. Из уравнения (2-1) видно, что таких параметров три: амплитуда U, фаза ψ и частота ω_0. Соответственно различают три вида модуляции: амплитудную (АМ), фазовую (ФМ) и частотную (ЧМ). В принципе возможна и комбинированная модуляция, например АЧМ, т. е. одновременная модуляция по амплитуде и частоте.

Следует сразу же сказать, что независимыми являются только два вида модуляции: АМ и ЧМ или АМ и ФМ. Фазовая же и частотная модуляции тесно связаны между собой. Это можно пояснить с помощью векторных диаграмм, изображенных на рис. 2-1 и 2-2. Вектор **OA** изображает напряжение, соответствующее уравнению (2-1). Так как сигнал имеет частоту ω_0, то вектор **OA** должен вращаться с этой частотой, например по часовой стрелке. Для того чтобы можно было изобразить вектор неподвижным, плоскость рисунка следует считать вращающейся с той же скоростью в направлении, указанном стрелкой наверху, т. е. вращающейся «вместе с вектором».

При АМ скорость вращения вектора **OA** во времени не изменяется и он останется неподвижным. Будет изменяться в некоторых пределах лишь его длина, как показано на рис. 2-1 пунктиром.

При ФМ будет периодически меняться фаза колебания, от $\psi_{мин}$ до $\psi_{макс}$. Вектор **OA** при этом начнет качаться, как показано на рис. 2-2.

Плоскость нашего чертежа вращается со скоростью ω_0, равной угловой частоте колебания. Следовательно, когда вектор идет от положения **OA′** к положению **OA″**, он «обгоняет вращение плоскости чертежа», т. е. движется со скоростью, большей чем ω_0, и, следовательно, имеет частоту $\omega > \omega_0$. При движении от **OA″** к **OA′** он, наоборот, «отстает от вращения чертежа», т. е. имеет частоту $\omega < \omega_0$. Итак, модулируя наше колебание по фазе, мы в то же время модулируем его по частоте. Очевидно, что чем быстрее перемещается вектор из положения **OA′** к **OA″** и обратно, тем больше отклонения частоты от ω_0. Иначе говоря, отклонение мгновенной частоты от частоты несущей пропорционально скорости изменения фазы колебания. В частности, если сигнал модулирован по фазе чистым тоном (синусоидальным колебанием) (рис. 2-3,*а*), то частота этого сигнала будет изменяться от $\omega_0 + \omega_m$ до $\omega_0 - \omega_m$, как показано на рис. 2-3,*б*. В те моменты, когда скорость изменения фазы равна нулю (точки *а* и *а′*), отклонение частоты от несущей отсутствует, т. е. вектор неподвижен на плоскости чертежа. В моменты, когда скорость изменения фазы максимальна (точки *б* и *б′*), отклонение частоты также максимально и вектор движется относительно плоскости чертежа в ту или другую сторону.

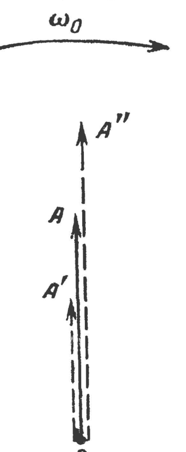


Рис. 2-1. Векторная диаграмма АМ колебаний.

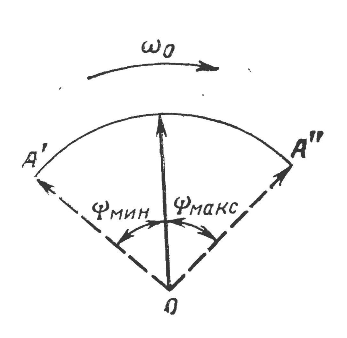


Рис. 2-2. Векторная диаграмма ФМ (ЧМ) колебаний.

Если увеличить углы $\psi_{макс}$ и $\psi_{мин}$, между которыми изменяется фаза, то скорость изменения фазы увеличится и максимальное отклонение частоты также возрастает. В этом отношении свойства ФМ и ЧМ одинаковы.

Рис. 2-3. График изменения частоты при изменении фазы.

Но существует и принципиальная разница. Если оставить значения $\psi_{макс}$ и $\psi_{мин}$ такими же, как на рис. 2-3,*а*, а частоту качания увеличить, как показано на рис. 2-4,*а*, то фаза начнет изменяться быстрее и максимальные отклонения частоты соответственно возрастут (рис. 2-4,*б*). Следовательно, отклонение, или «девиация», частоты при ЧМ пропорциональна не только величине изменения фазы, но и частоте, с которой происходит это изменение.

Математически связь между ФМ и ЧМ выражается уравнением

$$\omega-\omega_0=d\psi/dt, \qquad (2\text{-}2)$$

т. е. отклонение частоты пропорционально первой производной от фазы по времени. Так, при модуляции чистым тоном с частотой Ω

$$\psi=\beta\sin\Omega t, \quad \omega-\omega_0=\beta\Omega\cos\Omega t=\omega_m\cos\Omega t,$$

где ω_m — максимальное отклонение (максимальная девиация) частоты.

При использовании фазовой и частотной модуляции одним из основных параметров является индекс модуляции

$$\beta=\omega_m/\Omega. \qquad (2\text{-}3)$$

При ФМ индекс модуляции представляет собой максимальное отклонение фазы от начального значения и не зависит от модулирующей частоты Ω (частоты качания вектора), т. е. является постоянной величиной (β=const).

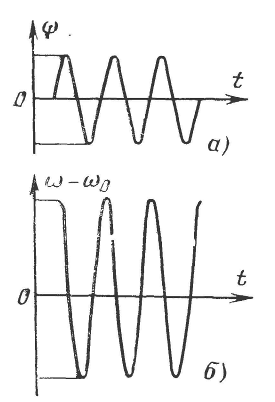


Рис. 2-4. График изменения частоты при изменении фазы при большей частоте модуляции.

При ЧМ постоянной величиной является максимальная девиация частоты ω_m, а индекс модуляции тем меньше, чем выше модулирующая частота. Поэтому о ЧМ колебании с большим индексом модуляции $\beta\gg1$ говорят, как о колебании с относительно медленным изменением частоты несущей, и, наоборот, о колебании с $\beta<1$, как о колебании с относительно быстрым изменением частоты несущей. Действительно, если принять ω_m=const, то чем меньше значение Ω, тем медленнее частота переходит от значения $\omega_0-\omega_m$ к $\omega_0+\omega_m$ и обратно. В пределе при $\Omega\longrightarrow0$ изменения частоты будут бесконечно медленными, а индекс модуляции будет стремиться к бесконечности.

«Близкое родство» ФМ и ЧМ колебаний позволяет, в частности, получать ЧМ колебания с помощью фазового модулятора, и наоборот. Рассмотрим схему на рис. 2-5,*а*. Модулирующее напряжение $U_0\sin\Omega t$ подается на фазовый модулятор через интегрирующую цепь *1*, состоящую из *R* и *C*. Нетрудно показать, что модуль коэффициента передачи такой цепи равен:

$$\gamma=\frac{1}{\sqrt{1+(\Omega RC)^2}}=\frac{1}{\sqrt{1+(\Omega\tau)^2}}.$$

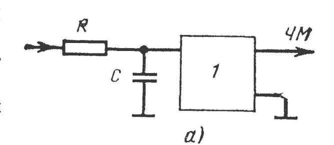
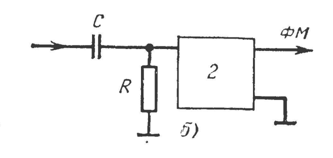


Рис. 2-5. Получение ЧМ колебаний с помощью фазового модулятора (*а*) и ФМ колебаний с помощью частотного модулятора (*б*).

1 — фазовый модулятор; *2* — частотный модулятор.



Если постоянная времени интегрирующей цепи $\tau = RC$ выбрана так, что на самой низкой модулирующей частоте $\Omega\tau \gg 1$, то $\gamma \approx 1/\Omega\tau$, т. е. на фазовый модулятор подается напряжение

$$u = \frac{U_0}{\Omega\tau} \sin \Omega t.$$

Поскольку в таком модуляторе изменение фазы пропорционально модулирующему напряжению, получаем:

$$\psi = \beta \sin \Omega t = \frac{kU_0}{\Omega\tau} \sin \Omega t,$$

где k — коэффициент, характеризующий чувствительность модулятора.

Мы имеем колебание, в котором индекс модуляции обратно пропорционален частоте, т. е. ЧМ колебание. Обращаясь к уравнению (2-3), получаем $\omega_m = \beta\Omega = kU_0/\tau = \text{const}$. Девиация частоты — постоянная величина, не зависящая от частоты модуляции.

Обратимся теперь к схеме на рис. 2-5,*б*. Здесь выходной сигнал проходит через дифференцирующую цепь *2* с модулем коэффициента передачи:

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(\Omega\tau)^2}}}.$$

Если на самой верхней модулирующей частоте $\Omega\tau \ll 1$, то $\gamma \approx \approx \Omega\tau$. На частотный модулятор подается напряжение $u = U_0\Omega\tau \times \times \sin \Omega t$, что дает на выходе $\omega - \omega_0 = kU_0\Omega\tau \sin \Omega t$, или $\omega_m = kU_0\Omega\tau$; $\beta = kU_0\tau$. Индекс модуляции не зависит от модулирующей частоты, т. е. мы получили с помощью ЧМ модулятора ФМ колебание. Поскольку для УКВ радиовещания используются ЧМ колебания, дальнейшее изложение будет в основном касаться частотной модуляции.

2-2. Спектр ЧМ колебаний

Когда мы имеем дело с АМ колебаниями, то вопрос о спектре решается просто. Если рассматривать сложный модулирующий сигнал (рис. 2-6,*а*), составляющие спектра которого лежат в диапазоне частот от $\Omega_н$ до $\Omega_в$, то спектр модулированного колебания принимает вид, показанный на рис. 2-6,*б* (содержит несущую и две симметричных боковых полосы).

Верхняя боковая полоса представляет собой модулирующий сигнал, смещенный по оси частот вправо на величину ω_0. Нижняя бо-

ковая полоса является зеркальным отображением верхней боковой полосы относительно ω_0. Полоса частот, занимаемая АМ колебанием, равна $2\Omega_в$.

Если модуляция производится чистым тоном, то АМ колебание определяется формулой

$$u = U_0(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega_0 t, \qquad (2\text{-}4)$$

где m — коэффициент модуляции; Ω — частота модуляции.

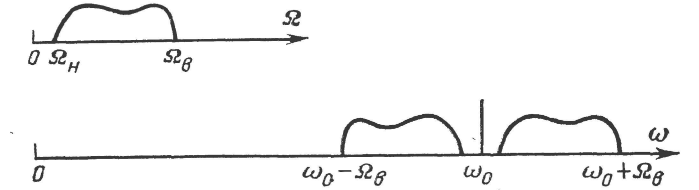


Рис. 2-6. Спектр АМ колебаний.
а — спектр модулирующего сигнала; *б* — спектр АМ колебания.

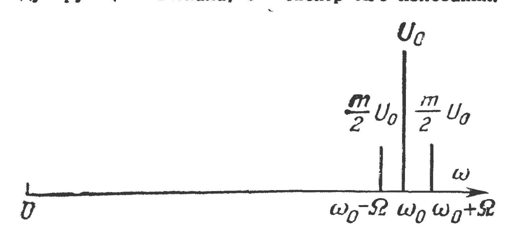


Рис. 2-7. Спектр АМ колебания при модуляции чистым тоном.

Используя формулу

$$\cos\Omega t\cos\omega_0 t = \frac{1}{2}\,[\cos(\omega_0 + \Omega)\,t + \cos(\omega_0 - \Omega)\,t],$$

можно записать выражение (2-4) в виде

$$u = U_0\left[\cos\omega_0 t + \frac{m}{2}\cos(\omega_0 + \Omega)\,t + \frac{m}{2}\cos(\omega_0 - \Omega)\,t\right]. \qquad (2\text{-}5)$$

Спектр этого колебания содержит несущую и две боковых составляющих, как показано на рис. 2-7.

Сложнее обстоит дело со спектром ЧМ колебания. Даже в случае модуляции чистым тоном

$$u = U_0\cos(\omega_0 t + \beta\sin\Omega t) \qquad (2\text{-}6)$$

спектр ЧМ колебания оказывается теоретически бесконечным, состоящим из бесконечного количества составляющих. Для разложения колебания (2-6) по составляющим спектра необходимо использовать функции Бесселя. Уравнение (2-6) тогда можно записать в виде

$$u = U_0\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta)\cos(\omega_0 + n\Omega)\,t, \qquad (2\text{-}7)$$

где $J_n(\beta)$ — функция Бесселя; β — аргумент; n — индекс функции (целое число, включая нуль).

Таким образом, в отличие от АМ при ЧМ чистым тоном возникает не пара, а множество боковых составляющих, как показано на рис. 2-8, для $\beta=5$.

При изменении индекса модуляции вид спектра меняется в соответствии с изменением величин функций Бесселя. Значения функций

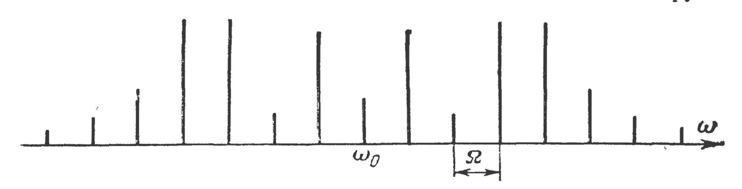


Рис. 2-8. Спектр ЧМ колебания при модуляции чистым тоном.

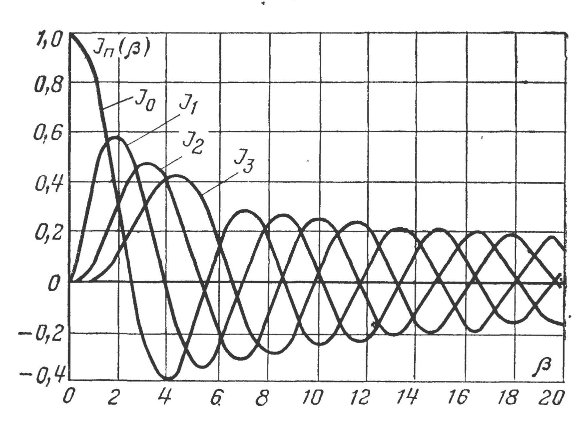


Рис. 2-9. Графики изменения функций Бесселя при изменении β.

Бесселя определяют по таблицам. На рис. 2-9 показаны графики первых четырех функций Бесселя [от $J_0(\beta)$ до $J_3(\beta)$]. Они имеют колебательный характер, и поэтому при некоторых значениях β та или иная функция может обращаться в нуль. Одна пара боковых составляющих при этом пропадает. Может исчезнуть и спектральная линия, соответствующая самой несущей. Это происходит при $\beta \approx 2{,}4$; 5,5; 8,7 и т. д.

Из рис. 2-9 видно, что при $\beta \longrightarrow 0$ все функции Бесселя, кроме $J_0(\beta)$, стремятся к нулю, а $J_0(\beta) \longrightarrow 1$. Таким образом, при $\beta=0$ модуляция отсутствует и остается только несущая.

При малых индексах модуляции $\beta<0{,}5$ в формуле (2-7) можно принять $J_0(\beta) \approx 1$, $J_1(\beta)=-J_1(\beta) \approx \beta/2$, значения остальных функций Бесселя при этом малы и их можно считать равными нулю. Отсюда

$$u \approx U_0\left[\cos\omega_0 t+\frac{\beta}{2}\cos(\omega_0+\Omega)t-\frac{\beta}{2}\cos(\omega_0-\Omega)t\right]. \quad (2\text{-}8)$$

Формулу (2-8) можно получить непосредственно из (2-6), если разложить косинус суммы двух углов и принять при $\beta \ll 1$ $\cos(\beta \sin \Omega t) \approx 1$, $\sin(\beta \sin \Omega t) \approx \beta \sin \Omega t$.

Тогда получим:

$$u = U_0 (\cos \omega_0 t - \beta \sin \Omega t \sin \omega_0 t)$$

или, учитывая, что

$$\sin \Omega t \sin \omega_0 t = \frac{1}{2} [\cos(\omega_0 - \Omega) t - \cos(\omega_0 + \Omega) t],$$

приходим к формуле (2-8), из которой видно, что при малых индексах модуляции спектр ЧМ колебания содержит в первом приближении только две боковых составляющих и подобен спектру АМ колебания (рис. 2-7) с заменой m на β.

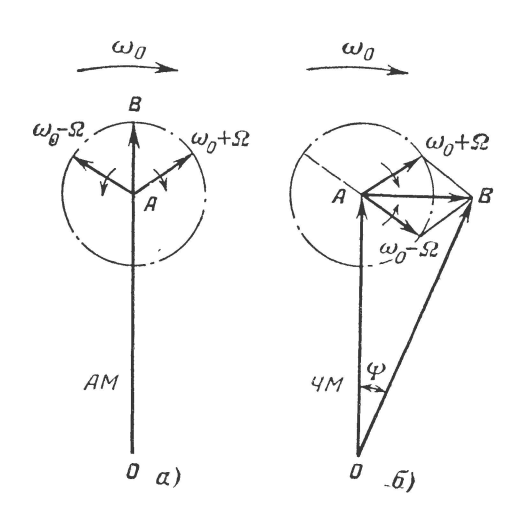


Рис. 2-10. Расположение векторов боковых составляющих при АМ и при ЧМ с малым индексом модуляции.

Если сравнить уравнения (2-8) и (2-5), то видно, что разница между спектрами заключается в том, что одна из составляющих повернута по фазе на 180°. Смысл поворота хорошо ясен из векторных диаграмм рис. 2-10.

При ЧМ, как и при АМ, векторы боковых составляющих вращаются относительно плоскости чертежа в противоположных направлениях. Вектор $\omega_0 + \Omega$ «опережает плоскость чертежа», вращаясь со скоростью Ω по часовой стрелке, а вектор $\omega_0 - \Omega$ отстает, вращаясь с той же скоростью против часовой стрелки. Но при АМ расположение этих векторов относительно вектора несущей такое, что суммарный вектор двух боковых (**AB**) всегда находится в фазе с вектором несущей (рис. 2-10,*а*). Сумма всех векторов (**OB**) не меняет своего направления, меняется только длина векторов **OB**, т. е. амплитуда колебания. При ЧМ вектор $\omega_0 - \Omega$ изменяет свою фазу и

расположение векторов $\omega_0+\Omega$ и $\omega_0-\Omega$ такое, что их сумма находится всегда под углом 90° к вектору несущей (рис. 2-10,*б*). Вектор **OB** теперь качается относительно своего среднего положения в пределах от $\psi_{мин}$ до $\psi_{макс}$, и амплитуда его почти не меняется. Некоторые колебания амплитуды являются результатом приближенности уравнения 2-8.

Таким образом, при малых уровнях модуляции переход от АМ к ЧМ и обратно производится поворотом на 180° фазы составляющих одной из боковых полос модуляции.

При очень больших индексах модуляции ($\beta \gg 1$) спектр ЧМ колебания определяют из других соображений. Так как $\beta \gg 1$ соответствует медленным изменениям частоты ($\Omega \longrightarrow 0$), то ЧМ сигнал можно рассматривать как колебание, частота которого постепенно проходит различные значения в пределах от $\omega_0-\omega_m$ до $\omega_0+\omega_m$. Спектр частот будет заключаться в этих же пределах, а интенсивность в каждой его части будет тем больше, чем больше «задерживается» в ней меняющаяся частота. Иначе говоря, энергия спектра на данном участке обратно пропорциональна скорости прохождения частоты через этот участок.

Если принять условно скорость прохождения частоты через значение ω_0 равной единице, то для модуляции чистым тоном, т. е. изменения частоты по закону

$$\omega-\omega_0=\omega_m \sin \Omega t, \tag{2-9}$$

можно получить для величины a (обратной скорости прохождения частоты через другие значения) следующее выражение:

$$a=\frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{\omega-\omega_0}{\omega_m}\right)^2}}. \tag{2-10}$$

Формула (2-10) получится, если вычислить скорость как производную по времени:

$$v=\frac{d\,(\omega-\omega_0)}{dt}=\omega_m\Omega\cos\Omega t.$$

Заменяя $\cos\Omega t=\sqrt{1-\sin^2\Omega t}=\sqrt{1-\left(\frac{\omega-\omega_0}{\omega_m}\right)^2}$,

получаем:

$$v=\omega_m\Omega\sqrt{1-\left(\frac{\omega-\omega_0}{\omega_m}\right)^2}.$$

При $\omega=\omega_0$, $v_0=\omega_m\Omega$ получим:

$$\frac{v}{v_0}=\sqrt{1-\left(\frac{\omega-\omega_0}{\omega_m}\right)^2}.$$

Обратную величину представляет выражение (2-10). График спектра при $\beta\longrightarrow\infty$ принимает вид, показанный на рис. 2-11 сплошной линией. Внизу на этом же рисунке показан график изменения частоты. В моменты, когда $\omega=\omega_0\pm\omega_m$, скорость изменения частоты равна нулю, откуда следует теоретически бесконечная (при $\beta=\infty$) интенсивность спектра.

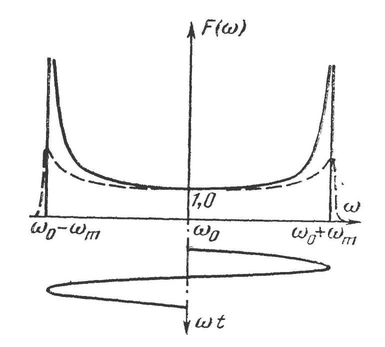


Рис. 2-11. Предельный спектр ЧМ колебаний при модуляции чистым тоном, $\beta=\infty$.

Пунктиром на рис. 2-11 показана огибающая спектра ЧМ колебания при $\beta=120$. График этой огибающей хорошо сохраняет основные черты теоретического спектра, получающегося при $\beta=\infty$. Следует также заметить, что при $\beta\to\infty$, т. е. при $\Omega\to 0$, отдельные спектральные линии сливаются и спектр становится сплошным.

Рассмотрим теперь вопрос о полосе частот, занимаемой ЧМ сигналом при модуляции чистым тоном и конечном значении индекса модуляции. Так как теоретически спектр ЧМ колебания бесконечен, то нужно условиться, что считать полосой ЧМ сигнала или, в применении к радиовещанию, полосой частот, занимаемой передачей в эфире (полосой передачи).

Раньше полосой передачи считали полосу частот Δf, в которой заключены все составляющие амплитудного спектра, имеющие интенсивность более 1% интенсивности немодулированной несущей. При этом условии хорошую точность дает формула Е. И. Манаева

$$\Delta f = 2f_m(1+\beta+\sqrt{\beta}). \tag{2-11}$$

Однако при ЧМ сложным сигналом возможны случаи, когда при малых интенсивностях отдельных составляющих общая мощность колебания за полосой передачи значительна. Поэтому правильнее определять полосу передачи по заключенной в этой полосе доле мощности всего колебания (т. е. по энергетическому спектру). Согласно принятому определению занимаемой шириной полосы частот называется такая ширина полосы частот, за нижним и верхним пределами которой средние излучаемые мощности равны каждая 0,5% от средней мощности данного излучения. Иначе говоря, внутри полосы частот должно быть заключено 99% мощности колебания.

Характерной чертой ЧМ (и ФМ) является то, что общая мощность излучения не меняется с изменением уровня и характера модуляции. Это легче всего показать на примере модуляции чистым тоном. Общая мощность ЧМ колебания равна сумме мощностей всех спектральных составляющих или, пользуясь формулой (2-7):

$$P=\frac{U_0^2}{2}\sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n^2(\beta). \tag{2-12}$$

Из теории функций Бесселя известно соотношение

$$\sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n^2(\beta)=1, \tag{2-13}$$

которое выполняется для всех значений β. Следовательно, общая мощность ЧМ колебания всегда постоянна. Для вычисления полосы

передачи суммируют квадраты функций Бесселя в пределах от $n=-p$ до $n=+p$, увеличивая значения $|p|$ до тех пор, пока не будет достигнуто неравенство

$$\sum_{n=-p}^{p} J^2_n(\beta) > 0{,}99.$$

Тогда полоса передачи равна $\Delta f=2pF$.

Из предыдущего изложения ясно, что при малых индексах модуляции ($\beta \ll 1$) полоса передачи равна $2F$, а при больших индексах ($\beta \gg 1$) она стремится к $2\,f_m$. Хорошую точность вычисления полосы передачи дает формула

$$\Delta f=2(f_m+F). \qquad (2\text{-}14)$$

Из нее видно, что полоса передачи возрастает как при увеличении девиации частоты, так и при увеличении частоты модулирующего сигнала.

При сложном характере модуляции, т. е. когда ЧМ осуществляется одновременно рядом частот, определение формы спектра и полосы передачи требует сложных и трудоемких расчетов. Так, при модуляции двумя частотами с индексами β_1 и β_2, т. е. когда сигнал описывается уравнением

$$u=U_0\cos(\omega_0 t+\beta_1\sin\Omega_1 t+\beta_2\sin\Omega_2 t),$$

$$u=U_0\sum_{n=-\infty}^{\infty}\sum_{r=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_1)\,J_r(\beta_2)\cos(\omega_0+n\Omega_1+r\Omega_2)\,t,$$

где n и r — целые числа, включая нуль.

Спектр содержит все возможные составляющие, отличающиеся по частоте от несущей на $n\Omega_1+r\Omega_2$, а интенсивность каждой составляющей определяется произведением составляющих функций Бесселя.

При всей сложности вычисления таких спектров можно выявить общие закономерности, позволяющие оценить форму и ширину спектра колебаний со сложной ЧМ:

1. Если общая девиация частоты и верхняя граница модулирующих частот не увеличиваются, то с увеличением числа составляющих модулирующего сигнала полоса частот уменьшается.

Так, например, если частота модулирующего сигнала равна 15 кГц, а девиация — 50 кГц, то расчет дает величину полосы излучения 120 кГц. Если производить модуляцию двумя составляющими с частотами 15 и 7,5 кГц и девиацией от каждой составляющей по 25 кГц, то полоса излучения становится равной 105 кГц. Иначе говоря, чем больше частотных составляющих в спектре модулирующего сигнала, тем компактнее спектр ЧМ колебания. Это свойство ЧМ, в частности, используется при стереофоническом и многопрограммном ЧМ вещании (см. гл. 9 и 11).

2. При относительно медленных изменениях частоты несущей ($\beta \gg 1$) энергия на каждой частоте в первом приближении обратно пропорциональна скорости прохождения несущей через эту частоту. Для примера на рис. 2-12 и 2-13 показана форма сигнала и соответствующий предельный спектр ЧМ колебания (при $\beta \to \infty$) для мо-

дуляции прямоугольными и треугольными колебаниями. Пунктиром показана реальная огибающая спектра при $\beta \gg 1$.

Для сложных несимметричных, а особенно для нерегулярных (случайных) модулирующих процессов более правильно говорить не о скорости изменения частоты, а о плотности вероятности значения частоты. Поскольку частота ЧМ колебания пропорциональна мгновенным значениям модулирующего напряжения, то энергия в предельном спектре при относительно медленных изменениях частоты распределяется пропорционально плотности вероятности мгновенных значений модулирующего напряжения.

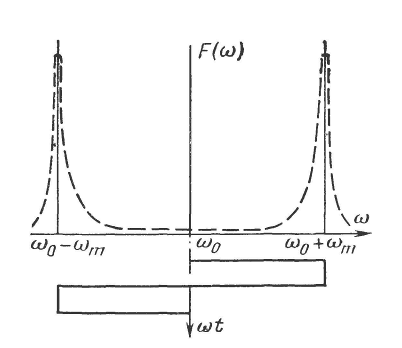


Рис. 2-12. Предельный энергетический спектр ЧМ колебания при модуляции прямоугольными колебаниями.

Рис. 2-13. Предельный спектр ЧМ колебания при модуляции пилообразным напряжением.

Так, если модулирующее напряжение с равной вероятностью принимает значения от $-U_0$ до $+U_0$, то частота с равной вероятностью примет значения от $\omega_0 - \omega_m$ до $\omega_0 + \omega_m$, и предельный спектр будет иметь равную энергию в этих границах (рис. 2-13).

Другим примером является рассмотренный в следующем параграфе спектр ЧМ колебания при модуляции реальным радиовещательным сигналом

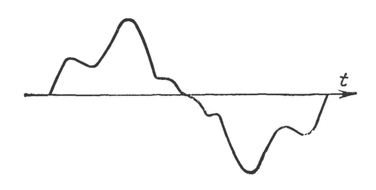


Рис. 2-14. Симметричный модулирующий сигнал, образующий ЧМ колебание с симметричным спектром.

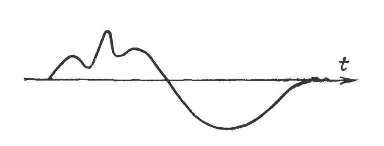


Рис. 2-15. Несимметричный модулирующий сигнал, образующий ЧМ колебание с несимметричным спектром.

3. Если модулирующая функция симметрична относительно оси абсцисс, то спектр ЧМ колебания симметричен относительно частоты несущей.

Например, модуляция по закону, показанному на рис. 2-14, дает симметричный спектр, а по закону рис. 2-15 — несимметричный спектр. Это свойство является прямым следствием предыдущего, так как симметричной модулирующей функции соответствует равная вероятность отклонений частоты в область положительных и отрицательных значений.

2-3. Спектр ЧМ колебания при модуляции реальным радиовещательным сигналом

Как было показано в гл. 1, радиовещательный сигнал можно представить в виде стационарного случайного процесса с распределением мгновенных значений по нормальному закону и со средним значением, равным нулю. Обобщенный энергетический спектр радиовещательного сигнала показан на рис. 1-3 и имеет спад в сторону нижних и верхних модулирующих частот.

При УКВ радиовещании в тракт звукового сигнала вводятся «предыскажения», заключающиеся в подчеркивании верхних звуковых частот модулирующего сигнала (см. § 4-3). Это позволяет, для упрощения расчетов, считать обобщенный спектр модулирующего сигнала равномерным в полосе частот от нижней граничной частоты $F_н = 30$ кГц до верхней граничной частоты $F_в = 10$ кГц.

Поскольку модулирующее напряжение в данном случае имеет распределение, соответствующее кривой Гаусса, мы можем ожидать, что и спектр ЧМ колебания также будет иметь форму, близкую к кривой Гаусса, при условии медленного изменения несущей частоты, т. е. $\beta \gg 1$. При этом, однако, возникают трудности в определении индекса частотной модуляции, так как модуляция производится в широком спектре частот — от 30 Гц до 10 кГц. В таких случаях принято говорить об эффективном индексе модуляции

$$\beta_{эфф} = \frac{f_{mэфф}}{\sqrt{F_н F_в}}, \qquad (2\text{-}15)$$

где $f_{m\,эфф}$ — эффективная девиация частоты, равная примерно 40% максимальной; $f_{mэфф} \approx 0{,}4\, f_{mмакс}$.

Подставляя значения $f_{mмакс} = 50$ кГц; $F_н = 30$ Гц; $F_в = 10$ кГц, получаем $\beta_{эфф} \approx 36{,}5$, т. е. $\beta_{эфф} \gg 1$. Таким образом, обобщенный спектр ЧМ колебания при модуляции реальным радиовещательным сигналом с достаточной точностью изображается кривой Гаусса:

$$F(f - f_0) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi} f_{mэфф}} e^{-\frac{(f-f_0)^2}{2f^2_{mэфф}}}, \qquad (2\text{-}16)$$

как показано на рис. 2-16.

Из уравнения (2-16) можно определить вероятную полосу частот, занимаемую передачей. Если всю мощность ЧМ колебания принять за единицу, то полоса частот, в которой заключено 99%

мощности, определится из уравнения

$$\Phi(x) = \Phi\left(\frac{\Delta f}{2\sqrt{2} f_{m\text{эфф}}}\right) = 0{,}99,$$

где функция $\Phi(x)$ носит название интеграла вероятности. Таблицы значений этой функции приведены в справочнике по математике И. Н. Бронштейна и К. А. Семендяева. По этим таблицам легко определить, что значению $\Phi(x) = 0{,}99$ соответствует $x \approx 1{,}83$, что дает $\Delta f = 5{,}16 f_{m\text{эфф}}$ или $\Delta f = 103$ кГц.

Получившиеся данные о спектре реального ЧМ сигнала не расходятся с изложенными выше общими свойствами спектров ЧМ колебаний. Поскольку модулирующая функция симметрична относительно нуля, спектр симметричен относительно ω_0, а так как индекс модуляции велик, энергия спектра фактически заключена внутри полосы качания частоты $2f_{m\,\text{макс}} = 100$ кГц.

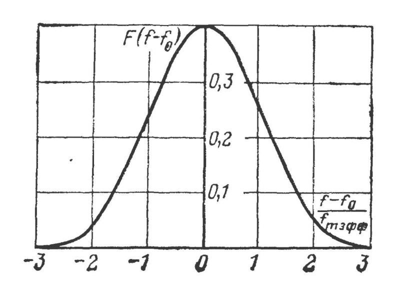


Рис. 2-16. Обобщенный спектр ЧМ колебания при модуляции реальным радиовещательным сигналом ($\beta \gg 1$).

Следует помнить, что формула (2-16) определяет обобщенный энергетический спектр ЧМ колебания и дает вероятную полосу частот ЧМ сигнала, излучаемого в эфир. В процессе передачи возможны моменты, когда занимаемая полоса частот расширяется вплоть до максимального значения 120—130 кГц.

2-4. АЧМ колебание

При передаче и приеме на УКВ часто приходится сталкиваться с АЧМ колебаниями, т. е. колебаниями, модулированными одновременно как по частоте, так и по амплитуде (см. § 3-7). При модуляции чистым тоном сигнал в этом случае имеет вид:

$$u = U_0 (1 + m \cos \Omega_1 t) \cos (\omega_0 t + \beta \sin \Omega_2 t), \qquad (2\text{-}17)$$

где Ω_1 и Ω_2 — частоты модуляции по амплитуде и частоте соответственно.

Пользуясь разложением произведения косинусов, легко прийти к формуле

$$u = U_0 \left\{ \cos (\omega_0 t + \beta \sin \Omega_2 t) + \frac{m}{2} \cos [(\omega_0 + \Omega_1) t + \beta \sin \Omega_2 t] + \right.$$
$$\left. + \frac{m}{2} \cos [(\omega_0 - \Omega_1) t + \beta \sin \Omega_2 t] \right\},$$

которая показывает, что имеем дело с суммой трех ЧМ колебаний с частотами несущих $\omega_0 - \Omega_1$; ω_0 и $\omega_0 + \Omega_1$, спектры этих колебаний показаны на рис. 2-17. Если сигнал модулируется по амплитуде двумя тонами, имеем пять ЧМ колебаний, и т. д. Ширина спектра суммарного сигнала становится большей, чем при «чистом» ЧМ колеба-

нии. Кроме того, в спектре оказываются составляющие, отличающиеся по частоте от основной несущей на величину $\Omega_1 \pm n\Omega_2$. Если при детектировании ЧМ сигнала не принято соответствующих мер, то на выходе появятся комбинационные составляющие, искажающие передаваемый сигнал. Поэтому наличие паразитной АМ при передаче и приеме ЧМ колебаний является вредным явлением, с которым приходится бороться.

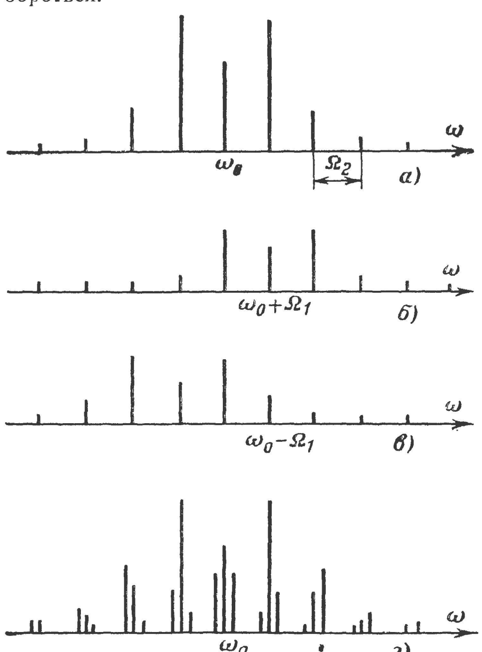


Рис. 2-17. Образование спектра АЧМ колебания, как суммы трех спектров ЧМ колебаний.

а — спектр модулированной ω_0; *б* — спектр верхней боковой $\omega_0+\Omega$; *в* — спектр нижней боковой $\omega_0-\Omega$; *г* — суммарный спектр.

Характерным случаем является появление АЧМ колебания, в котором частоты Ω_1 и Ω_2 кратны или равны друг другу, т. е. колебания типа

$$u = U_0 (1 + m\cos k\Omega t)\cos(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t), \tag{2-18}$$

где k — целое число.

Если перейти к спектру ЧМ колебания по формуле (2-7), а затем разложить произведения косинусов, то после преобразований получим:

$$u = U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[J_n(\beta) + \frac{m}{2} J_{n+k}(\beta) + \frac{m}{2} J_{n-k}(\beta) \right] \cos(\omega_0 + n\Omega)\, t. \tag{2-19}$$

Анализ полученного выражения показывает, что в отличие от спектра ЧМ колебания при модуляции чистым тоном, спектр при k нечетном может быть несимметричным относительно частоты несущей и выглядит, как показано на рис. 2-18. Несимметричность спектра при нечетных значениях k легко показать, если учесть известное соотношение для функций Бесселя

$$J_{-n}(\beta)=(-1)^n J_n(\beta).$$

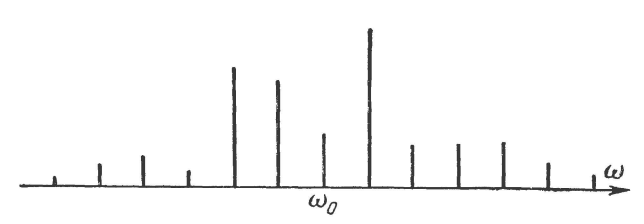


Рис. 2-18. Несимметричный спектр АЧМ колебания.

Тогда для составляющих, отличающихся по частоте от несущей на $n\Omega$ и на $-n\Omega$, получим:

$$u_{n\Omega}=U_0\left\{J_n(\beta)+\frac{m}{2}\left[J_{n+k}(\beta)+J_{n-k}(\beta)\right]\right\}\cos(\omega_0+n\Omega)t;$$

$$u_{-n\Omega}=U_0\left\{J_n(\beta)+(-1)^n\frac{m}{2}\left[J_{n+k}(\beta)+J_{n-k}(\beta)\right]\right\}\cos(\omega_0-n\Omega)t.$$

Очевидно, что для n чётных амплитуды обеих составляющих равны, а для n нечетных они будут отличаться, т. е. спектр будет несимметричным. В частности, при $k=1$ (АМ и ЧМ равными частотами и в одинаковой фазе), используя известное равенство

$$J_{n+1}(\beta)+J_{n-1}(\beta)=\frac{2n}{\beta}J_n(\beta), \tag{2-20}$$

получаем:

$$u_{n\Omega}=U_0\left(1+\frac{mn}{\beta}\right)J_n(\beta)\cos(\omega_0+n\Omega)t;$$

$$u_{-n\Omega}=U_0\left(1-\frac{mn}{\beta}\right)J_n(\beta)\cos(\omega_0-n\Omega)t.$$

При $mn/\beta=1$ одна из составляющих исчезает, например при $m=\beta$ исчезает составляющая с частотой $\omega_0-\Omega$.

Если между сигналами, модулирующими несущую по частоте и амплитуде, существует сдвиг фаз φ, то спектр несимметричен во всех случаях, кроме $\varphi=\pi/2$ и $\varphi=3\pi/2$.

Несимметричность спектра часто служит указанием на то, что ЧМ колебание приобрело паразитную АМ.

2-5. Принципы построения и параметры радиовещательных УКВ радиостанций

Существует много методов получения ЧМ колебаний. Все они могут быть разделены на прямые и косвенные.

В прямых методах модулирующее напряжение изменяет один из элементов колебательного контура, определяющих его резонансную частоту — индуктивность или емкость.

В косвенных методах ЧМ образуется из АМ или ФМ.

Наиболее распространенным прямым методом частотной модуляции был до последнего времени метод реактивной лампы (или транзистора). При этом методе параллельно контуру задающего генератора включается ламповая или транзисторная схема с обратной связью, представляющая собой эквивалентную реактивность (емкость или индуктивность). Величина этой реактивности может изменяться в соответствии с модулирующим напряжением. Соответственно меняется частота задающего генератора.

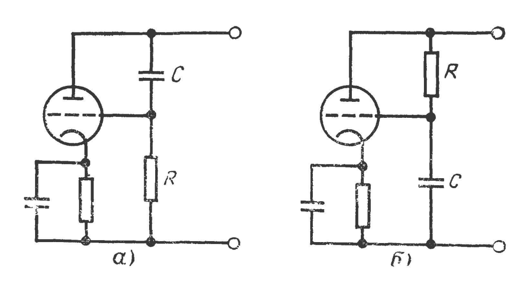


Рис. 2-19. Две разновидности схем реактивной лампы.

а — лампа как эквивалентная емкость; *б* — лампа как эквивалентная индуктивность.

Для того чтобы лампа представляла собой реактивность, ее анодный ток и напряжение достаточно сдвинуть друг относительно друга по фазе на 90°. Для этого нужно подать на сетку напряжение, сдвинутое на 90° по отношению к анодному току. Тогда анодный ток, совпадающий по фазе с напряжением на сетке, будет сдвинут на 90° по отношению к напряжению на аноде. Две таких схемы в упрощенном виде показаны на рис. 2-19. Реактивная лампа по первой схеме (рис. 2-19,*а*) работает как эквивалентная емкость $C_{экв}=SCR$, где S — крутизна характеристики лампы.

Реактивная лампа по второй схеме (рис. 2-19,*б*) работает как эквивалентная индуктивность $L_{экв}=CR/S$. Меняя напряжение смещения на сетке, изменяют крутизну, а следовательно, эквивалентную реактивность.

В последние годы модуляторы с реактивными лампами или транзисторами вытесняются модуляторами на емкостных диодах-варакторах. Варактор включается тем или иным способом, например, как на рис. 2-20, в контур генератора. Изменение напряжения на варакторе изменяет его емкость, а следовательно, частоту генератора.

Одним из косвенных методов получения ЧМ колебания является использование АМ колебания. В § 2-2 было показано, что при малом индексе модуляции спектр ЧМ колебания отличается от спектра АМ тем, что одна из боковых составляющих спектра повернута по фазе на 180°. Отсюда, повернув по фазе все составляющие одной из боковых полос АМ колебания, можно получить ЧМ колебание. Можно повернуть на 90° относительно несущей оба модуляционных вектора $(\omega_0+\Omega)$ и $(\omega_0-\Omega)$, что также ведет к переходу АМ в ЧМ. Структурная схема такого устройства показана на рис. 2-21. Напряжения задающего генератора и модулирующего сигнала подаются на балансный модулятор, создающий две боковые составляющие:

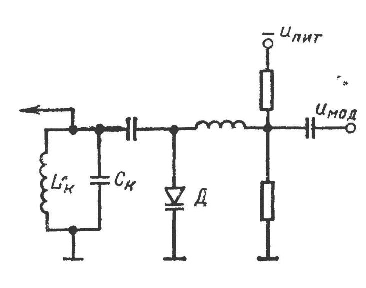


Рис. 2-20. Частотная модуляция с помощью варактора.

$$U_0 \cos \omega_0 t \cos \Omega t = \frac{U_0}{2} [\cos (\omega_0 + \Omega) t + \cos (\omega_0 - \Omega) t].$$

Каждая из этих составляющих должна быть повернута по фазе на 90°, но вместо этого можно, как показано на рисунке, сдвинуть на 90° фазу колебаний генератора. Затем колебание генератора и боковые составляющие складываются. Для преобразования ФМ в ЧМ на входе модулятора устанавливается интегрирующая цепь.

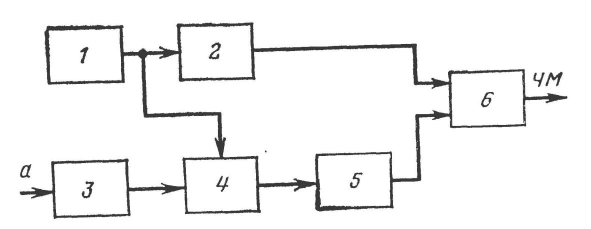


Рис. 2-21. Структурная схема устройства для получения ЧМ из АМ.

1 — задающий генератор; 2 — сдвиг фазы несущей на 90°; 3 — интегрирующая цепь; 4 — балансный модулятор; 5 — усилитель; 6 — блок сложения; *a* — вход модулирующего сигнала.

Возможен еще один косвенный метод — получение ЧМ с помощью фазосдвигающей мостовой цепи. Принципиальная схема такого моста показана на рис. 2-22. Коэффициент передачи цепи равен:

$$\gamma = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{1}{2} \frac{j\omega RC - 1}{j\omega RC + 1},$$

откуда модуль и фазовый угол определяются как $\gamma = 1/2$, $\varphi = 2 \operatorname{arctg} (\omega RC)$.

Изменяя R, можно получить чистую ФМ. Амплитуда колебаний на выходе при этом не изменяется.

В качестве переменного резистора, управляемого модулирующим сигналом, используется лампа или транзистор. В цепь модулирующего сигнала включается интегрирующая цепь для перехода к ЧМ. Такая схема получения ЧМ используется, в частности, при стереофоническом вещании.

На рис. 2-23 показана типовая структурная схема радиовещательного УКВ передатчика. Радиовещательный сигнал по линии связи поступает на вход рабочего *1* и резервного *2* возбудителей. Их назначение — осуществить ЧМ несущего колебания, генератор которого находится в составе возбудителя. Там же находится и цепь предыскажений.

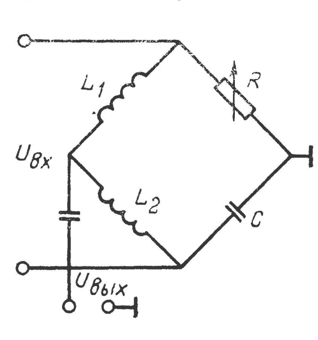


Рис. 2-22. Получение ЧМ с помощью фазосдвигающей схемы.

С возбудителя ЧМ колебания поступают параллельно на два полукомплекта, каждый из которых содержит умножитель частоты *4* и оконечный усилитель мощности *5*. Автоматическое фазирующее устройство *3* обеспечивает синфазность напряжений на выходе обоих полукомплектов передатчика, которые работают через мост сложения *6* на общую антенну.

Умножитель частоты доводит частоту несущей и девиацию частоты до значений, необходимых для передачи в эфир. При этом в умножителе происходит подавление паразитной АМ и увеличение мощности ЧМ колебаний. Оконечный усилитель мощности доводит мощность колебаний до значения, необходимого для передачи в антенну.

Применение двух полукомплектов передатчика повышает его надежность. В случае выхода из строя одного полукомплекта передача продолжается без перерыва, хотя и с уменьшенной мощностью.

Радиовещательная УКВ радиостанция обычно содержит несколько передатчиков или, как говорят, «несколько программ». На рис. 2-24 показана упрощенная схема двухпрограммной радиостанции. Колебания с выхода каждого передатчика (*1* и *2*) через разделительный фильтр (*3*), уменьшающий взаимное влияние передат-

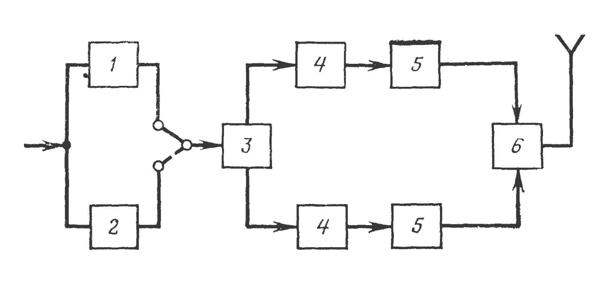


Рис. 2-23. Структурная схема радиовещательного УКВ передатчика.

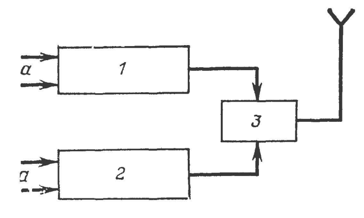


Рис. 2-24. Упрощенная структурная схема двухпрограммной УКВ радиостанции.

чиков друг на друга, подаются на общую антенну. В последние годы появились УКВ передатчики с возбудителями, работающими непосредственно на несущей частоте. При этом умножители частоты в тракте усиления исключаются.

Основные качественные показатели современных радиовещательных УКВ передатчиков: нестабильность частоты несущей не более $\pm 2\cdot 10^{-5}$; отклонение амплитудно-частотной характеристики от горизонтальной не более ± 1 дБ в диапазоне модулирующих частот 30—15 000 Гц; коэффициент гармоник не выше 1% в диапазоне модулирующих частот 100—10 000 Гц и 1,5—2,0% в диапазоне частот 30—15 000 Гц; отношение сигнал/шум не ниже 60 дБ; уровень сопутствующей паразитной АМ не выше 1,5—2,0%.

Как видно из приведенных качественных показателей, УКВ передатчики обеспечивают практически неискаженное воспроизведение радиовещательных программ.

Глава третья

ИСКАЖЕНИЯ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ И ПРИЕМЕ ЧМ КОЛЕБАНИЙ

3-1. Искажения при прохождении ЧМ колебаний через селективные цепи

После модуляции ЧМ колебания проходят через тракт передатчика, содержащий ряд селективных цепей. В тракте приемника также содержатся резонансные цепи, обеспечивающие селективность к посторонним, мешающим сигналам. Весьма важно так спроектировать селективные цепи, чтобы они не искажали модулирующую функцию, т. е. закон модуляции ЧМ колебаний.

Прежде всего следует отметить, что в отличие от АМ колебаний закон модуляции ЧМ колебаний не искажается при прохождении через нелинейные цепи, если гармоники несущей частоты впоследствии отфильтровываются. Это легко показать, рассмотрев прохождение ЧМ колебания

$$u_{вх}=U_0\cos(\omega_0 t+\beta\sin\Omega t)$$

через нелинейную цепь с амплитудной характеристикой

$$u_{вых}=a_0+a_1u_{вх}+a_2u^2_{вх}+\ldots+a_nu^n_{вх}+\ldots \quad (3\text{-}1)$$

Если подставить в (3-1) выражение для $u_{вх}$, получим:

$$u_{вых}=a_0+a_1U_0\cos(\omega_0 t+\beta\sin\Omega t)+a_2U^2_0\cos^2(\omega_0 t+\beta\sin\Omega t)+\ldots$$
$$\ldots+a_nU^n_0\cos^n(\omega_0 t+\beta\sin\Omega t)+\ldots \quad (3\text{-}2)$$

Степени косинусов можно разложить в ряд по формуле

$$\cos^n\alpha=b_0+b_1\cos\alpha+b_2\cos 2\alpha+\ldots+b_n\cos n\alpha,$$

где при n четном равны нулю коэффициенты с нечетными индексами, а при нечетном n отсутствуют коэффициенты с четными индексами.

Таким образом, выражение (3-2) можно переписать в виде

$$u_{\text{вых}} = c_0 + c_1 \cos(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t) + c_2 \cos(2\omega_0 t + 2\beta \sin \Omega t) + \ldots$$
$$\ldots + c_n \cos(n\omega_0 t + n\beta \cos \Omega t) + \ldots \quad (3\text{-}3)$$

На выходе нелинейной цепи получаем сумму ЧМ колебаний, частоты несущих которых представляют собой частоту основной несущей исходного ЧМ колебания и ее гармоник, а индексы модуляции возрастают соответственно номеру гармоники частоты несущей. Спектр такого общего колебания показан на рис. 3-1.

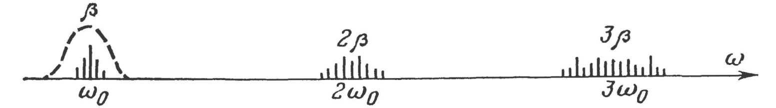


Рис. 3-1. Спектр ЧМ колебания после прохождения через нелинейный четырехполюсник.

Если полоса частот, занимаемая спектром исходного колебания, значительно меньше, чем частота несущей (это выполняется при УКВ радиовещании), спектр колебания на частоте ω_0 отстоит достаточно далеко от остальных составляющих и может быть легко отфильтрован селективной цепью, характеристика которой показана на рис. 3-1 пунктиром.

Так, например, в усилителе промежуточной частоты приемника имеем: $f_0 = 10{,}7$ МГц, $f_m = 50$ кГц, $F_{\text{в}} = 15$ кГц. Ширина основного спектра мала по сравнению с частотой несущей, и спектры колебаний на гармониках f_0 легко подавляются первым же резонансным каскадом.

В итоге вместо (3-3) на выходе остается только одно колебание

$$u_{\text{вых}} = c_1 \cos(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t),$$

которое ничем, кроме амплитуды, не отличается от входного.

Рис. 3-2. Частотные характеристики идеального тракта.

Таким образом, нелинейность цепи не создает искажений модулирующей функции. Это свойство широко используется при подавлении паразитной АМ путем ограничения ЧМ колебаний по амплитуде.

Основные искажения модулирующей функции ЧМ колебания возникают из-за неидеальности частотных характеристик цепей. Идеальной, неискаженной является цепь с горизонтальной амплитудно-частотной и линейной фазо-частотной характеристиками (рис. 3-2), т. е. цепь, имеющая модуль коэффициента передачи $\gamma = \text{const}$, а фазовую характеристику $\varphi = \varphi_0 + \tau(\omega - \omega_0)$, где τ — крутизна характеристики.

Если на входе такой цепи действует колебание, модулированное по частоте чистым тоном, т. е. имеющее спектр

$$u_{вх} = U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t,$$

то на выходе получим:

$$u_{вых} = \gamma U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos[(\omega_0 + n\Omega) t + \varphi_0 + \tau n\Omega]. \qquad (3\text{-}4)$$

Это колебание отличается от исходного только амплитудой и сдвигами фаз:

$$u_{вых} = \gamma U_0 \cos[(\omega_0 t + \varphi_0) + \beta \sin\Omega(t + \tau)]. \qquad (3\text{-}5)$$

Никаких искажений формы модулирующей функции не произошло. Искажений модулирующей функции ЧМ колебания не происходит и тогда, когда амплитудно-частотная характеристика является прямой (но не горизонтальной, а имеющей наклон)

$$\gamma = \gamma_0[1 + l(\omega - \omega_0)].$$

В этом случае вместо (3-4) можно написать (при линейной фазо-частотной характеристике и пренебрегая сдвигом по времени):

$$u_{вых} = \gamma_0 U_0 \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t + \right.$$

$$\left. + l\Omega \sum_{n=-\infty}^{\infty} n J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t\right]. \qquad (3\text{-}6)$$

Вторая сумма в этом выражении может быть преобразована, если учесть формулу (2-20). Тогда

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} n J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t = \frac{\beta}{2}\left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{n-1}(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t + \right.$$

$$\left. + \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{n+1}(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t\right].$$

Поскольку суммирование производится в бесконечных пределах, то мы имеем право в первой сумме заменить n на $n+1$, а во второй на $n-1$. Тогда

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} n J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t = \frac{\beta}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \{\cos[\omega_0 + (n+1)\Omega] t +$$

$$+ \cos[\omega_0 + (n-1)\Omega] t\} = \beta \cos\Omega t \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t.$$

Подставляя полученный результат в (3-6) и учитывая, что $\beta\Omega = \omega_m$, запишем:

$$u_{\text{вых}} = \gamma_0 U_0 (1 + l\omega_m \cos \Omega t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t$$

или окончательно

$$u_{\text{вых}} = \gamma_0 U_0 (1 + l\omega_m \cos \Omega t) \cos(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t). \qquad (3\text{-}7)$$

Закон изменения частоты не изменился, но появилась паразитная АМ. Таким образом, при прохождении ЧМ колебания через тракт с прямолинейной амплитудно-частотной характеристикой закон частотной модуляции не меняется, но ЧМ колебание становится АЧМ колебанием, причем глубина паразитной АМ пропорциональна углу наклона характеристики тракта.

Если частотные характеристики тракта не прямолинейны (рис. 3-3), то закон модуляции ЧМ колебания меняется. Появляются не только частотные, но и нелинейные искажения, которые особенно заметны, если рассматривать нелинейную фазо-частотную характеристику и ЧМ колебание с $\beta \gg 1$, т. е. с медленным изменением частоты (рис. 3-3). Частота колебания меняется, как показано на рис. 3-3 внизу пунктиром. При этом в зависимости от мгновенного значения частоты к выходному колебанию добавляется тот или иной фазовый сдвиг. Так как фазовая характеристика нелинейна, скорость приращения фазы будет различной на разных участках. Это значит, что закон изменения частоты нарушился и перестал быть синусоидальным, т. е. появились нелинейные искажения.

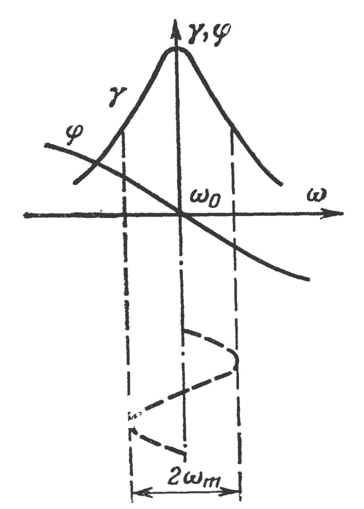


Рис. 3-3. Частотные характеристики реального резонансного тракта.

В реальных условиях передачи и приема мы имеем дело с резонансными цепями, частотные характеристики которых далеки от идеальных, показанных на рис. 3-2. Поэтому необходимо знать связь между формой частотных характеристик тракта и величиной искажений закона модуляции ЧМ колебаний. Зная эту связь, можно спроектировать тракт таким образом, чтобы он, с одной стороны, обеспечивал необходимую селективность и, с другой, не вносил заметных искажений в передаваемый радиовещательный сигнал.

3-2. Нелинейные искажения закона модуляции ЧМ колебаний

Точный расчет величины нелинейных искажений закона модуляции ЧМ колебаний при прохождении их через резонансные цепи

является весьма сложной задачей. В необходимых случаях ее решают с применением ЭВМ. Однако большей частью при проектировании аппаратуры достаточно лишь оценить примерную величину этих искажений и выяснить основные закономерности, чтобы выбрать оптимальную схему и подходящие параметры тракта (полосу пропускания, величину связи между контурами и т. п.). Для этого следует рассмотреть типовые случаи, встречающиеся на практике.

В настоящем параграфе остановимся на прохождении ЧМ колебаний, модулированных чистым тоном, через цепи с симметричной резонансной кривой, что характерно для точной настройки тракта на частоту немодулированной несущей принимаемого сигнала.

Будем считать, что возникающая паразитная АМ полностью подавляется, т. е. рассмотрим изменения частоты колебаний. Прежде всего отметим, что при принятых нами условиях (модуляция чистым тоном, симметричная резонансная кривая) нелинейные искажения проявляются только в появлении нечетных гармоник модулирующего сигнала (третья, пятая, и т. д.). Это следует из того, что и спектр ЧМ колебаний и частотные характеристики тракта симметричны относительно частоты несущей. Поэтому спектр, а следовательно, и форма выходного напряжения также симметричны (см. § 2-2).

Рассмотрим прохождение через тракт ЧМ колебаний с большим индексом модуляции ($\beta \gg 1$). В этом случае, как уже отмечалось, частота колебания меняется относительно медленно. Поэтому можно применить «квазистационарный метод», т. е. пренебречь переходными процессами и считать, что в каждый отдельный момент времени решение определяется значениями частоты колебания и коэффициента передачи тракта, определяемыми только для этого момента.

Так как мгновенная частота является скоростью изменения фазы, то при прохождении ЧМ колебания через тракт в каждый момент времени к частоте $\omega_{вх}$ входного колебания добавляется скорость изменения фазы v_φ коэффициента передачи тракта в этот же момент. Таким образом, частота выходного колебания равна:

$$\omega_{вых} = \omega_{вх} + v_\varphi. \tag{3-8}$$

Для одиночного колебательного контура коэффициент передачи определяется выражением

$$\dot{\gamma} = \gamma e^{j\varphi} = \frac{1}{1 + jx}, \tag{3-9}$$

где x — обобщенная расстройка $x = \frac{2Q}{\omega_0}(\omega_{вх} - \omega_0) = q(\omega_{вх} - \omega_0)$; ($\omega_0$ — резонансная частота; Q — добротность контура).

Для сдвига фазы получаем $\varphi = -\operatorname{arctg} x = -\operatorname{arctg}[q(\omega_{вх} - \omega_0)]$.

Поскольку частота модулирована по синусоидальному закону

$$\omega_{вх} = \omega_0 + \omega_m \sin \Omega t, \tag{3-10}$$

то для фазы записываем $\varphi = -\operatorname{arctg}(q\omega_m \sin \Omega t)$.

Тогда скорость изменения фазы

$$v_\varphi = \frac{d\varphi}{dt} = -\frac{q\omega_m \Omega \cos \Omega t}{1 + q^2 \omega^2_m \sin^2 \Omega t}.$$

Подставляя это выражение в (3-8), получаем для отклонения частоты:

$$\omega_{\text{вых}} - \omega_0 = \omega_m \sin\Omega t - \frac{q\omega_m\Omega\cos\Omega t}{1 + q^2\omega^2_m\sin^2\Omega t}. \qquad (3\text{-}11)$$

Для определения коэффициента гармоник последний член уравнения (3-11) нужно разложить в ряд Фурье, т. е. представить в виде

$$\omega_{\text{вых}} - \omega_0 = \omega_m \sin\Omega t - q\omega_m\Omega\,(a_1\cos\Omega t + a_3\cos 3\Omega t + \ldots).$$

Для малых искажений, с которыми мы имеем дело в радиовещании, пренебрегают изменением величины первой гармоники и ограничиваются искажениями по 3-й гармонике. Тогда коэффициент гармоник равен $k_{\text{г}} \approx q\omega_m\Omega a_3/\omega_m = q\Omega a_3$. Коэффициент a_3 можно получить в виде

$$a_3 \approx \frac{(q\omega_m)^2}{4 + 3\,(q\omega_m)^2},$$

откуда

$$k_{\text{г}} = \frac{q^3\omega^2_m\Omega}{4 + 3\,(q\omega_m)^2}. \qquad (3\text{-}12)$$

Если в тракте имеется не один, а n не связанных друг с другом одинаковых колебательных контуров (например, тракт промежуточной частоты приемника), то фазовые сдвиги коэффициентов передачи сложатся, скорость изменения фазы станет в n раз больше и коэффициент гармоник также увеличится в n раз:

$$k_{\text{г}} = \frac{nq^3\omega^2_m\Omega}{4 + 3\,(q\omega_m)^2}. \qquad (3\text{-}13)$$

Осталось теперь связать коэффициент гармоник с полосой пропускания тракта. Обобщенная расстройка $x_{0,5}$ на краю полосы пропускания равна:

$$x_{0,5} = \frac{Q}{\omega_0}\Delta\omega,$$

где $\Delta\omega$ — полоса пропускания тракта на уровне 0,5 по напряжению.

Подставляя в уравнение (3-12) выражение для

$$q = \frac{2Q}{\omega_0} = \frac{2x_{0,5}}{\Delta\omega}$$

и переходя от круговой частоты к циклической, после несложных преобразований получаем окончательно:

$$k_{\text{г}} = \frac{nx^3_{0,5}}{\beta}\,\frac{\left(\dfrac{2f_m}{\Delta f}\right)^3}{4 + 3x^2_{0,5}\left(\dfrac{2f_m}{\Delta f}\right)^2}. \qquad (3\text{-}14)$$

Величина $x_{0,5}$ определяется, исходя из модуля коэффициента передачи системы n резонансных контуров. Из (3-9) для одного контура имеем:

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}},$$

а для n контуров соответственно

$$\gamma=\left(\frac{1}{\sqrt{1+x^2}}\right)^n.$$

Принимая в этом уравнении $\gamma=0{,}5$ и решая его относительно x, получаем:

$$x_{0,5}=\sqrt{\sqrt[n]{4}-1}. \qquad (3\text{-}15)$$

Формула (3-14) дает высокую точность при $\beta\geqslant 5$ и $2f_m/\Delta f<2$, что вполне достаточно для практических расчетов.

На рис. 3-4 даны графики, показывающие зависимость коэффициента гармоник тракта с одиночными резонансными контурами от отношения полосы пропускания к двойной девиации частоты. Из графиков следует, что если тракт состоит из четырех контуров, то при $f_m=50$ кГц и $\Delta f=100$ кГц коэффициент гармоник на частоте 5 кГц равен 2%. На частоте 10 кГц он равен 4% и т. д.

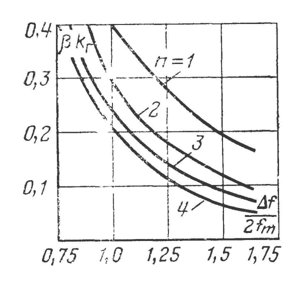


Рис. 3-4. Коэффициент гармоник тракта, состоящего из одиночных резонансных контуров.

Из графиков также видно, что с увеличением числа контуров необходимая полоса пропускания тракта уменьшается. Если индекс модуляции очень велик, то наилучшим является тракт с числом контуров, приближающимся к бесконечности. Такой тракт теоретически не должен создавать нелинейных искажений закона модуляции ЧМ колебаний, если оставаться в пределах применяемого нами квазистационарного метода. Однако в реальных системах радиовещания индексы модуляции являются конечными величинами и нелинейные искажения остаются, поскольку сказывается кривизна амплитудно-частотной характеристики тракта. При $n\longrightarrow\infty$ фазо-частотная характеристика приближается к прямой линии с наклоном, стремящимся к 90°, а амплитудно-частотная стремится к кривой Гаусса

$$\gamma=e^{-\frac{(\omega-\omega_0)^2}{0{,}36\Delta\omega^2}}, \qquad (3\text{-}16)$$

где $\Delta\omega$ — полоса пропускания на уровне 0,5.

Приближенная формула для расчета коэффициента гармоник в этом случае получается в виде

$$k_г=\frac{0{,}72}{\beta^2}\left(\frac{2f_m}{\Delta f}\right)^4,$$

Для пары идентичных связанных контуров коэффициент передачи может быть записан в форме

$$\gamma=\frac{1+\eta^2}{(1+\eta^2-x^2)+2jx},$$

где $\eta=kQ$ — степень связи; k — коэффициент связи между контурами.

Модуль и фаза коэффициента передачи соответственно равны:

$$\left.\begin{aligned}\gamma &= \frac{1+\eta^2}{\sqrt{(1+\eta^2-x^2)^2+4x^2}};\\ \varphi &= -\operatorname{arctg}\frac{2x}{1+\eta^2-x^2}.\end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}17)$$

Применяя метод, который ранее был использован для тракта, состоящего из одиночных контуров, можно получить формулу для расчета коэффициента гармоник при прохождении ЧМ колебания через тракт, содержащий n пар одинаково связанных контуров:

$$k_{\text{г}} = \frac{2nx^3_{0,5}}{(1+\eta^2)\beta}\left(\frac{2f_m}{\Delta f}\right)^3 \times$$

$$\times \frac{4(1-3\eta^2)+3x^2_{0,5}\left(\frac{2f_m}{\Delta f}\right)^2}{16(1+\eta^2)^2+24(1-\eta^2)x^2_{0,5}\left(\frac{2f_m}{\Delta f}\right)^2+9x^4_{0,5}\left(\frac{2f_m}{\Delta f}\right)^4}. \qquad (3\text{-}18)$$

Обобщенная расстройка на краю полосы пропускания определяется в этом случае по формулам:

при связи, меньшей критической ($\eta<1$):

$$x_{0,5} = \sqrt{-(1-\eta^2)+\sqrt{(1+\eta^2)^2\sqrt[n]{4}-4\eta^2}}; \qquad (3\text{-}19)$$

при связи, большей критической ($\eta>1$):

$$x_{0,5} = \sqrt{(\eta^2-1)+2\eta\sqrt{\sqrt[n]{4}-1}} \qquad (3\text{-}19а)$$

При $\eta=1$ обе формулы дают одинаковый результат

$$x_{0,5} = \sqrt{2\sqrt{\sqrt[n]{4}-1}}.$$

На рис. 3-5, 3-6 и 3-7 показаны зависимости коэффициента гармоник, возникающих в тракте, от ширины полосы пропускания тракта при степени связи между контурами 0,5; 0,7 и 1,0, для различного числа пар контуров.

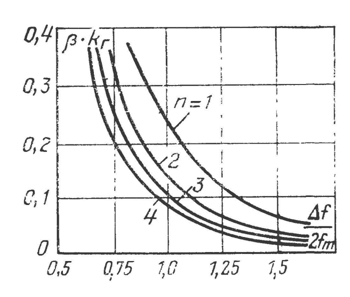


Рис. 3-5. Коэффициент гармоник тракта, состоящего из пар связанных контуров, $\eta=0,5$.

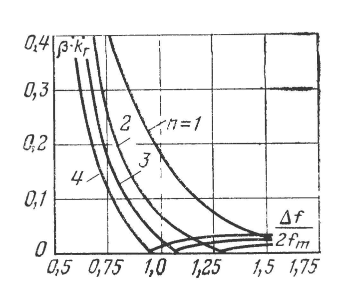


Рис. 3-6. Коэффициент гармоник тракта, состоящего из пар связанных контуров, $\eta=0,7$.

Из графиков видно, что существуют две ветви кривой коэффициента гармоник. Первая, основная ветвь определяет величину коэффициента гармоник при узких полосах пропускания. Согласно этой ветви с расширением полосы искажения быстро уменьшаются. Если поддерживать полосу пропускания постоянной, то искажения уменьшаются при увеличении связи между контурами, а также при увеличении числа пар контуров в тракте.

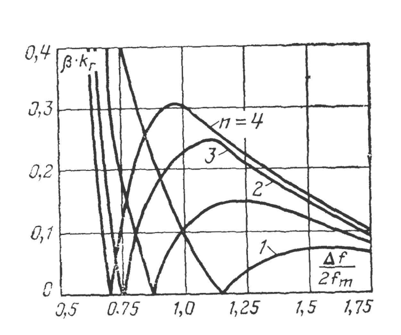


Рис. 3-7. Коэффициент гармоник тракта, состоящего из пар связанных контуров, $\eta=1,0$.

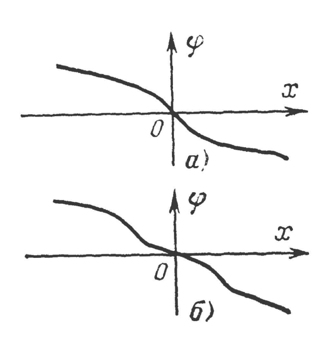


Рис. 3-8. Фазо-частотные характеристики пары связанных контуров.

$а - \eta<0,58$; $б - \eta>0,58$.

Вторая ветвь появляется при $\eta>0,58$ и располагается в области широких полос пропускания. В пределах этой ветви есть участок, где с расширением полосы пропускания коэффициент гармоник увеличивается. Кроме того, при увеличении степени связи и числа пар контуров искажения растут.

Наличие двух ветвей на графиках рис. 3-6 и 3-7 можно объяснить, если рассмотреть фазо-частотные характеристики пары контуров при слабой связи ($\eta<0,58$) и при относительной сильной связи ($\eta>0,58$). Из рис. 3-8,*а* и *б* видно, что при $\eta>0,58$ кривые имеют дополнительные перегибы. При этом скорость изменения фазы, если рассматривать от резонансной частоты ($x=0$), вначале увеличивается, а затем уменьшается. Соответственно искажения вначале имеют один знак, затем — другой, что означает изменение фазы гармоники на противоположную. Между двумя ветвями есть точка, где искажения пропускания равны нулю. Это видно из формулы (3-18), где при $\eta>\frac{1}{\sqrt{3}}=0,58$ первый член в числителе становится отрицательным, а следовательно, существует $\frac{2f_m}{\Delta f}$; при котором числитель обращается в нуль. Следует заметить, что исчезают только искажения по 3-й гармонике, которыми мы ограничились при расчете. Искажения по 5-й, 7-й и т. д. гармоникам в этот момент существуют.

Скорость изменения фазы при изменении частоты носит название «времени задерживания» (τ) и характеризует время, на которое задерживается колебание при прохождении через данную цепь. Очевидно, что если $\tau=\text{const}$, то ЧМ колебание не искажается. Для получения минимальных искажений необходимо, что неравномерность времени задерживания в полосе пропускания тракта ($\Delta\tau=\tau_{\text{макс}}-\tau_{\text{мин}}$) была минимальной.

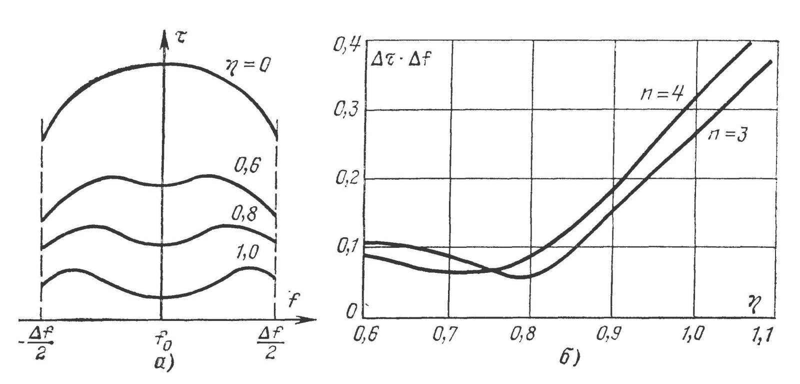


Рис. 3-9. График времени задерживания в полосе пропускания.

а — время задерживания в полосе пропускания; *б* — неравномерность времени задерживания при разной степени связи между контурами.

В системе, состоящей из n пар связанных контуров, время задерживания определяется формулой

$$\tau=\frac{4nQ}{\omega_0}\,\frac{1+\eta^2+x^2}{(1+\eta^2)^2+2(1-\eta^2)x^2+x^4}. \qquad (3\text{-}20)$$

Из графиков, построенных по этой формуле (рис. 3-9,*а*), видно, что наибольшая равномерность времени задерживания в полосе пропускания достигается при $\eta\approx0{,}8$.

На рис. 3-9,*б* для $n=3$ и $n=4$ показано, как меняется произведение $\Delta\tau\Delta f$ в зависимости от степени связи между контурами. Для того чтобы полоса пропускания, допустимая с точки зрения искажений, была минимальна, нужно, чтобы $\Delta\tau\Delta f$ было минимальным. Применение малой степени связи ($\eta<0{,}6$) невыгодно, так как уменьшается усиление тракта. Следовательно, оптимальной с точки зрения искажений является степень связи между контурами, равная 0,7—0,9, т. е. связь, несколько меньшая критической.

Все расчеты сделаны в предположении, что тракт настроен точно на среднюю частоту сигнала. При расстройке относительно средней частоты ω_0 на величину $\delta\omega$ методика расчета нелинейных искажений остается той же, кроме выражения для изменения частоты на входе тракта, которое должно быть записано в таком виде: $\omega_{\text{вх}}=\omega_0+\delta\omega+\omega_m\sin\Omega t$. При точной настройке и симметричной резонансной кривой возникают только нечетные гармоники модулирующего сигнала (3-я, 5-я и т. д.). При расстройке появляются также четные гармоники.

На рис. 3-10 показаны результаты расчета коэффициента гармоник при прохождении ЧМ колебания через тракт, содержащий четыре пары связанных контуров со степенью связи 0,8 и полосой пропускания 120 кГц. Параметры ЧМ колебания: модулирующая частота 4 кГц, девиация частоты 50 кГц. Как видно из рисунка, с увеличением расстройки растет вторая гармоника и при больших расстройках именно она определяет общее значение коэффициента гармоник.

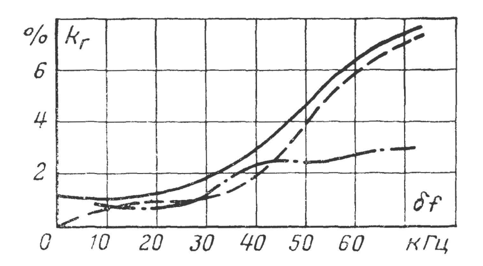


Рис. 3-10. Коэффициент гармоник при расстройке резонансной кривой тракта относительно сигнала (сплошная линия — $k_г$; пунктир — $k_{г_2}$; штрихпунктир — $k_{г_3}$).

3-3. Искажения при прохождении ЧМ колебаний через идеализированный тракт

В этом параграфе рассматриваются нелинейные искажения ЧМ колебаний с любым индексом модуляции при прохождении их через тракт, имеющий прямоугольную амплитудно-частотную и линейную в полосе пропускания фазо-частотную характеристики (рис. 3-11). Рассмотрение тракта имеет практическое значение, так как обычно его стремятся создать с высокой селективностью, т. е. с резонансной кривой, имеющей почти прямоугольную форму. Что касается фазо-частотной характеристики, то существует ряд способов ее спрямления с помощью фазокорректирующих цепей, изменяющих форму фазо-частотной характеристики, не затрагивая при этом формы резонансной кривой.

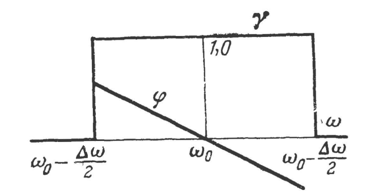


Рис. 3-11. Частотные характеристики идеализированного тракта.

Рассмотрим входное ЧМ колебание $u_{вх}$ при модуляции чистым тоном. Спектр такого колебания

$$u_{вх} = U_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t. \tag{3-21}$$

На выходе тракта действует колебание $u_{вых}$ с характеристиками, показанными на рис. 3-11. Его спектр описывается выражением

$$u_{вых} = U_0 \sum_{n=-k}^{k} J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t, \tag{3-22}$$

где k — число составляющих спектра, проходящих через полосу пропускания тракта справа и слева от несущей, т. е. $k \approx \Delta\omega / 2\Omega$.

Задержку колебания во времени из-за наклона фазо-частотной характеристики учитывать не будем, ибо она не влияет на искажения. Коэффициент передачи тракта в полосе пропускания принимаем равным единице.

Чтобы рассчитать коэффициент гармоник нужно определить форму выходного сигнала. Для этого преобразуем выражение (3-22) к виду

$$u_{\text{вых}} = U_0 (\alpha_0 \cos \omega_0 t + \beta_0 \sin \omega_0 t) = A \cos (\omega_0 t - \psi), \qquad (3\text{-}23)$$

где фаза и амплитуда выходного сигнала равны:

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{\beta_0}{\alpha_0}; \quad A = \sqrt{\alpha^2_0 + \beta^2_0}; \quad \alpha_0 = \sum_{n=-k}^{k} J_n(\beta) \cos n\Omega t;$$

$$\beta_0 = \sum_{n=-k}^{k} J_n(\beta) \sin n\Omega t.$$

Нужно найти отклонение частоты как скорость изменения фазы v_ψ и выразить его в виде ряда, содержащего гармоники частоты модуляции. Решение сводится к преобразованию выражений, содержащих функции Бесселя, и может быть представлено в виде

$$v_\psi = \omega_{\text{вых}} - \omega_0 = \omega_m [\cos \Omega t + k_{\text{г}_1} \cos \Omega t + k_{\text{г}_3} \cos 3\Omega t + \ldots$$

$$\ldots + k_{\text{г}(2n+1)} \cos (2n+1) \Omega t + \ldots], \qquad (3\text{-}24)$$

где

$$k_{\text{г}(2n+1)} = J_{k-2n}(\beta) J_k(\beta) - J_{k-(2n+1)}(\beta) J_{k+1}(\beta). \qquad (3\text{-}25)$$

Значения функций Бесселя берутся из таблиц. Для 3-й гармоники получаем:

$$k_{\text{г}3} = J_{k-2}(\beta) J_k(\beta) - J_{k-3}(\beta) J_{k+1}(\beta).$$

Так, например, если $f_m = 50$ кГц, $F = 5$ кГц, $\Delta f = 100$ кГц, то $\beta = 10$, $k = 10$ и

$$k_{\text{г}3} = J_8(10) J_{10}(10) - J_7(10) J_{11}(10).$$

По таблицам определяем: $J_8(10) = 0{,}3179$; $J_{10}(10) = 0{,}2075$; $J_7(10) = 0{,}2167$; $J_{11}(10) = 0{,}1231$, откуда $k_{\text{г}3} = 3{,}9\%$.

Таким образом, несмотря на то, что фазовая характеристика прямолинейна, нелинейные искажения значительны, так как тракт полностью срезает часть спектра ЧМ колебания.

Аналогичные формулы можно получить для несимметричного расположения несущей сигнала относительно полосы пропускания тракта. В частности, когда полоса ограничена только с одной стороны, т. е. срезается только верхняя или нижняя части спектра или колебания, расчетные формулы приобретают вид:

$$\omega_{\text{вых}} - \omega_0 = \omega_m [\cos \Omega t + k_0 + k_{\text{г}_1} \cos \Omega t + k_{\text{г}_2} \cos 2\Omega t + \ldots$$

$$\ldots + k_{\text{г}_n} \cos n\Omega t + \ldots],$$

где

$$k_0 = \frac{1}{2} J_k(\beta) J_{k+1}(\beta); \quad k_{\Gamma n} = \frac{1}{2} [J_{k-(n-1)}(\beta) J_k(\beta) - J_{k-n}(\beta) J_{k+1}(\beta)].$$

3-4. Искажения ЧМ колебания при малых индексах модуляции

При малых индексах модуляции ($\beta<1$) коэффициент гармоник несложно рассчитать для любой формы частотных характеристик тракта. В этом случае функции Бесселя, определяющие амплитуды составляющих спектра ЧМ колебания, могут быть приближенно определены достаточно простыми формулами. Так, если пренебречь членами, содержащими β в степени больше трех, то можно получить:

$$J_0(\beta) \approx 1 - \beta^2/4; \; J_1(\beta) \approx \beta/2 - \beta^3/16; \; J_2(\beta) \approx \beta^2/8;$$

$$J_3(\beta) \approx \beta^3/48; \; J_4(\beta) \approx J_5(\beta) \approx \ldots \approx 0.$$

Имея в виду, что $J_{-(2n+1)}(\beta) = -J_{2n+1}(\beta)$, $J_{-2n}(\beta) = J_{2n}(\beta)$, спектр ЧМ колебания при модуляции чистым тоном можно представить в виде

$$u_{\text{вх}} \approx U_0 \sum_{n=-3}^{3} J_n(\beta) \cos(\omega_0 + n\Omega) t = U_0 \left\{ \left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) \cos \omega_0 t + \right.$$

$$+ \left(\frac{\beta}{2} - \frac{\beta^3}{16}\right) [\cos(\omega_0 + \Omega) t - \cos(\omega_0 - \Omega) t] +$$

$$+ \frac{\beta^2}{8} [\cos(\omega_0 + 2\Omega) t + \cos(\omega_0 - 2\Omega) t] +$$

$$\left. + \frac{\beta^3}{48} [\cos(\omega_0 + 3\Omega) t - \cos(\omega_0 - 3\Omega) t] \right\}.$$

Для определения выходного напряжения нужно каждую спектральную составляющую умножить на модуль коэффициента передачи тракта на данной частоте и прибавить фазовый сдвиг на этой же частоте

$$u_{\text{вых}} = U_0 \left\{ \left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) \cos \omega_0 t + \gamma_1 \left(\frac{\beta}{2} - \frac{\beta^3}{16}\right) [\cos(\omega_0 t + \Omega t + \varphi_1) - \right.$$

$$- \cos(\omega_0 t - \Omega t - \varphi_1)] + \gamma_2 \frac{\beta^2}{8} [\cos(\omega_0 t + 2\Omega t + \varphi_2] +$$

$$+ \cos(\omega_0 t - 2\Omega t - \varphi_2)] + \gamma_3 \frac{\beta^3}{48} [\cos(\omega_0 t + 3\Omega t + \varphi_3) -$$

$$\left. - \cos(\omega_0 t - 3\Omega t - \varphi_3)] \right\}. \qquad (3\text{-}26)$$

В уравнении (3-26) через γ_1, γ_2, γ_3 и φ_1, φ_2, φ_3 обозначены модуль и фаза при расстройке от частоты несущей на Ω, 2Ω и 3Ω соответственно. Так как рассматривается случай точной настройки и симметричной резонансной кривой, то $\varphi_0=0$, $\varphi_{-n}=-\varphi_n$, $\gamma_{-n}=\gamma_n$. Для простоты принимаем $\gamma_0=1$.

Выходное напряжение путем тригонометрических преобразований легко привести к виду (3-23), где фаза ψ равна:

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{\beta \left[\left(1 - \frac{\beta^2}{8}\right) \gamma_1 \sin(\Omega t + \varphi_1) + \frac{\beta^2}{24} \gamma_3 \sin(3\Omega t + \varphi_3) \right]}{\left(1 - \frac{\beta^2}{4}\right) + \frac{\beta^2}{4} \gamma_2 \cos(2\Omega t + \varphi_2)}.$$

Переходя к скорости изменения фазы и пренебрегая всеми членами, содержащими β в степени выше трех, после преобразований получаем:

$$\omega_{\text{вых}} - \omega_0 = \omega_m [\gamma_1 \sin(\Omega t + \psi_1) + A_1 \sin(\Omega t + \psi_1) + A_3 \sin(3\Omega t + \psi_3)]. \tag{3-27}$$

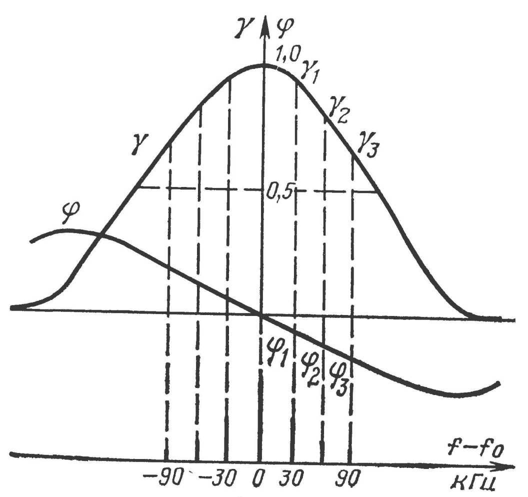


Рис. 3-12. К расчету коэффициента гармоник при $\beta<1$.

Здесь A_1 характеризует изменение величины первой гармоники, которым при малых искажениях пренебрегаем. Величины ψ_1 и ψ_3 нас в данном случае не интересуют, и, таким образом, коэффициент гармоник оказывается равным

$$k_\text{г} \approx \frac{A_3}{\gamma_1} = \frac{\beta^2}{8\gamma_1} \sqrt{9\gamma_1^2\gamma_2^2 + \gamma_3^2 + 4\gamma_1^6 - 6\gamma_1\gamma_2\gamma_3 \cos(\varphi_3 - \varphi_2 - \varphi_1) - 12\gamma_1^4\gamma_2 \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1) + 4\gamma_1^3\gamma_3 \cos(\varphi_3 - 3\varphi_1)}. \tag{3-28}$$

Определим в качестве примера коэффициент гармоник на выходе одиночного колебательного контура при прохождении через него ЧМ колебания с параметрами $F=30$ кГц, $f_m=15$ кГц, т. е. при $\beta=0{,}5$. Ширину полосы пропускания контура примем равной

120 кГц. Для этого случая на рис. 3-12 показано взаимное расположение частотных характеристик контура и составляющих спектра ЧМ колебания.

Исходя из уравнения

$$\dot{\gamma} = \frac{1}{1 + jx}$$

получаем:

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}}; \qquad \varphi = -\operatorname{arctg} x;$$

$$\gamma_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + x_1^2}}; \qquad \varphi_1 = -\operatorname{arctg} x_1;$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + (2x_1)^2}}; \qquad \varphi_2 = -\operatorname{arctg} (2x_1);$$

$$\gamma_3 = \frac{1}{\sqrt{1 + (3x_1)^2}}; \qquad \varphi_3 = -\operatorname{arctg} (3x_1).$$

Величину x_1 легко определить, зная полосу пропускания и учитывая, что на краю полосы $\gamma = 1/2$, а расстройка составляет $\Delta f/2 = 60$ кГц. При этом получается $x_{0,5} = \sqrt{3}$. Следовательно, при расстройке 30 кГц $x_1 = \sqrt{3}/2$. Вычисляя значения γ и φ и подставляя их в (3-28), получаем $k_г = 3,4\%$.

3-5. Комбинационные искажения

Если колебание модулировано двумя или более тонами, то из-за нелинейных искажений возникают не только гармоники этих тонов, но также и комбинационные составляющие с частотами $nF_1 \pm mF_2 \pm \ldots$ Появление таких составляющих приводит к комбинационным искажениям. Коэффициентом комбинационных искажений для частоты $nF_1 \pm mF_2 \pm \ldots$ назовем отношение напряжения этой частоты к общему напряжению полезного сигнала

$$k_{(nF_1 \pm mF_2 \pm \ldots)} = \frac{U_{(nF_1 \pm mF_2 \pm \ldots)}}{U_{F_1} + U_{F_2} + \ldots}. \qquad (3\text{-}29)$$

Расчет комбинационных искажений закона модуляции ЧМ колебаний сложен и трудоемок, поэтому в дальнейшем ограничимся случаем модуляции двумя тонами, что, впрочем, даст возможность выяснить все основные закономерности, связанные с возникновением комбинационных искажений.

Следует заметить, что сведения о возможных комбинационных искажениях радиовещательного сигнала весьма важны для проектирования аппаратуры. Если ограничиться только коэффициентом гармоник, то придем к выводу, что искажения на верхних звуковых частотах не имеют значения, так как гармоники этих частот выходят за пределы слышимого диапазона. Так, считая верхней слышимой частотой 15 кГц, мы вправе утверждать, что вне этого диапазона окажутся все гармоники частот свыше 7,5 кГц. Учет комбинационных искажений показывает, что нелинейность на любых, даже сверхзвуковых частотах (если там есть сигнал) сказывается на ка-

честве звучания. Так, например, при одновременной модуляции частотами 15 и 14 кГц может возникнуть комбинационная составляющая с частотой 15—14=1 кГц, находящейся в пределах наилучшей слышимости уха.

Расчет комбинационных искажений проведем только при больших индексах модуляции $\beta \gg 1$, когда можно применить квазистационарный метод. Частота несущей в данном случае модулирована двумя тонами

$$u_{вх} = U_0 \cos(\omega_0 t + \beta_1 \sin \Omega_1 t + \beta_2 \sin \Omega_2 t).$$

Действуя так же, как и в § 3-2, нетрудно получить следующие приближенные формулы для расчета комбинационных искажений третьего порядка:
для тракта с n одиночными контурами

$$k_{2F_1 \pm F_2} \approx 2n x^3_{0,5} \frac{(2F_1 \pm F_2) f^2_{m_1} f_{m_2}}{\Delta f^3 (f_{m_1} + f_{m_2})}; \qquad (3\text{-}30)$$

ля тракта с n парами связанных контуров при $\eta = 1$

$$k_{2F_1 \pm F_2} \approx n x^3_{0,5} \frac{(2F_1 \pm F_2) f^2_{m_1} f_{m_2}}{\Delta f^3 (f_{m_1} + f_{m_2})} \left(1 - x^2_{0,5} \frac{2f^2_{m_1} + 3f^2_{m_2}}{\Delta f^2}\right). \qquad (3\text{-}31)$$

В формулах (3-30) и (3-31) обозначения те же, что и в формулах (3-14) и (3-18). Индексы 1 и 2 присвоены первому и второму модулирующим тонам.

Величина $k_{F1 \pm 2F2}$ определяется теми же формулами переменой мест индексов 1 и 2.

Обычно измерение комбинационных искажений производят при модуляции двумя тонами с одинаковой амплитудой.

В этом случае $f_{m_1} = f_{m_2} = \frac{f_m}{2}$ и формулы (3-30) и (3-31) упрощаются:

для тракта с n одиночными контурами

$$k_{2F_1 \pm F_2} = \frac{n x^3_{0,5}}{32} \frac{2F_1 \pm F_2}{f_m} \left(\frac{2f_m}{\Delta f}\right)^3; \qquad (3\text{-}30а)$$

для тракта с n парами связанных контуров

$$k_{2F_1 \pm F_2} = \frac{n x^3_{0,5}}{64} \frac{2F_1 \pm F_2}{f_m} \left(\frac{2f_m}{\Delta f}\right)^3 \left[1 - \frac{5}{16} x^2_{0,5} \left(\frac{2f_m}{\Delta f}\right)^2\right]. \qquad (3\text{-}31а)$$

Из формул (3-30) и (3-31) видна особенность комбинационных искажений: при $\beta \gg 1$ они не зависят от модулирующих частот, но пропорциональны частоте образовавшейся комбинационной составляющей. Поэтому чем выше частота паразитной комбинационной составляющей, тем больше ее относительный уровень. При $\beta < 1$ эта особенность сохраняется, хотя строгой пропорциональности между уровнем искажающих составляющих и их частотой уже нет.

3-6. Частотные искажения закона модуляции ЧМ колебаний

При прохождении ЧМ колебания через селективную цепь возникают, кроме нелинейных, частотные искажения закона модуляции. Они проявляются обычно в ослаблении верхних частот модуляции, а также в нарушении фазовых соотношений между составляющими из-за нелинейности фазовой характеристики селективной цепи. Частотные искажения в наибольшей степени наблюдаются на самых верхних модулирующих частотах, на которых индекс модуляции, как правило, невелик. Если ограничиться случаем $\beta<1$, то спектр ЧМ колебаний при модуляции чистым тоном можно принять соответствующим уравнению (2-8). Тогда при симметричной форме резонансной кривой получим следующее выражение для выходного колебания:

$$u_{\text{вых}}=\gamma_0 U_0\left\{\cos\omega_0 t+\frac{\gamma_\Omega}{\gamma_0}\frac{\beta}{2}\cos\left[(\omega_0+\Omega)t+\varphi_\Omega\right]-\right.$$

$$\left.-\frac{\gamma_\Omega}{\gamma_0}\frac{\beta}{2}\cos\left[(\omega_0-\Omega)t-\varphi_\Omega\right]\right\}, \qquad (3\text{-}32)$$

где индексы у модуля и фазы коэффициента передачи соответствуют расстройкам относительно несущей частоты. Уравнение (3-32) соответствует ЧМ колебанию

$$u=\gamma_0 U_0\cos\left[\omega_0 t+\frac{\gamma_\Omega}{\gamma_0}\beta\sin(\Omega t+\varphi_\Omega)\right], \qquad (3\text{-}33)$$

что очевидно, если разложить в (3-33) косинус суммы и затем учесть, что

$$\frac{\gamma_\Omega}{\gamma_0}\beta<1.$$

Таким образом, при прохождении через селективную цепь индекс модуляции изменяется в соответствии с амплитудно-частотной характеристикой этой цепи, а фаза — с фазо-частотной. Расчеты по более точным формулам с учетом большего числа спектральных составляющих не дают существенно новых результатов для практически встречающихся случаев. Поэтому при оценке частотных искажений можно ориентироваться на формулу (3-33) и считать, что частотные искажения модулирующего сигнала, возникающие при прохождении ЧМ колебания через резонансную цепь, определяются правой половиной амплитудно-частотной характеристики с переносом начала координат к ω_0, как показано на рис. 3-13,*а*. Если резонансная кривая имеет некоторую асимметрию, то можно считать, что

$$\gamma_\Omega=\frac{\gamma_{\Omega+}+\gamma_{\Omega-}}{2};\ \varphi_\Omega=\frac{\varphi_{\Omega+}-\varphi_{\Omega-}}{2},$$

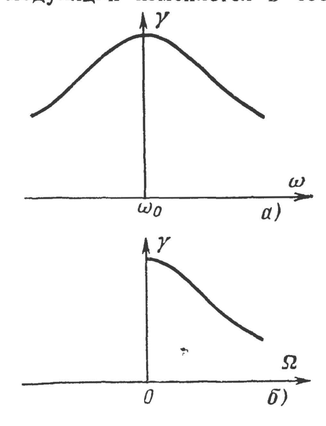


Рис. 3-13. Образование частотных искажений закона модуляции.

т. е. ориентироваться на среднее арифметическое значение амплитуды и фазы резонансной кривой при расстройке в обе стороны на величину Ω.

3-7. Влияние неполного подавления АМ

До сих пор мы рассматривали изменения, которые претерпевает модулирующая функция при прохождении ЧМ колебания через тракт, предполагая, что на выходе тракта образуется также ЧМ колебание. Однако, строго говоря, на выходе тракта всегда получается не ЧМ, а АЧМ колебание. Обратимся к рис. 3-14. При медленных изменениях частоты ($\beta>1$) можно считать, что частота по-

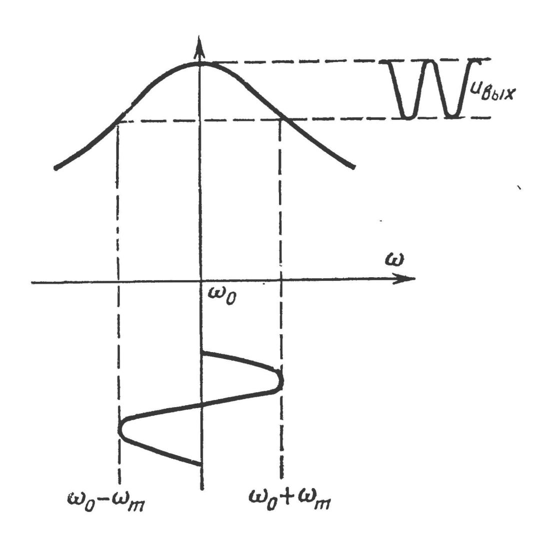


Рис. 3-14. Образование паразитной АМ при прохождении ЧМ колебания через резонансную цепь.

следовательно «пробегает» по резонансной кривой тракта, а так как коэффициент передачи при этом все время меняется, то появляется так называемая сопутствующая паразитная амплитудная модуляция (СПАМ). Из рис. 3-14 видно, что одному периоду модулирующей частоты соответствуют два перехода амплитуды $U_{вых}(t)$ выходного колебания через максимум, т. е. происходит удвоение частоты. Точнее, при симметричной резонансной кривой СПАМ определяется четными гармониками модулирующей частоты, т. е.

$$U_{вых}=U_0'(1+m_2\cos 2\Omega t+m_4\cos 4\Omega t+\ldots).$$

Для определения величины СПАМ при $\beta>1$ можно разложить выражение для амплитудно-частотной характеристики тракта в ряд

Фурье в пределах от $\omega_0-\omega_m$ до $\omega_0+\omega_m$, т. е. представить модуль коэффициента передачи в виде

$$\gamma=\sum_{p=0}^{\infty}\gamma_p\cos p\Omega t.$$

Тогда коэффициент СПАМ на гармонике p будет равен $m_p=$ $=\gamma_p/\gamma_0$.

Так, например, для тракта из n одиночных контуров имеем

$$\gamma=\frac{1}{\sqrt{(1+x^2)^n}},$$

где

$$x=\frac{2Q}{\omega_0}\omega_m\sin\Omega t=a\sin\Omega t.$$

Для разложения в ряд Фурье проще воспользоваться приближенным методом. Исходя из уравнения

$$\gamma=\gamma_0+\gamma_2\cos 2\Omega t+\gamma_4\cos 4\Omega t+\gamma_6\cos 6\Omega t+\gamma_8\cos 8\Omega t,$$

получаем систему из пяти уравнений

$$\left.\begin{aligned}
&\text{при } \Omega t=0 && \gamma_{\omega_0}=\gamma_0+\gamma_2+\gamma_4+\gamma_6+\gamma_8;\\
&\text{при } \Omega t=30^\circ && \gamma_{\omega_0+\frac{\omega_m}{2}}=\gamma_0+\frac{\gamma_2}{2}-\frac{\gamma_4}{2}+\gamma_6-\frac{\gamma_8}{2};\\
&\text{при } \Omega t=45^\circ && \gamma_{\omega_0+\frac{\omega_m}{\sqrt{2}}}=\gamma_0-\gamma_4+\gamma_8;\\
&\text{при } \Omega t=60^\circ && \gamma_{\omega_0+\frac{\sqrt{3}\,\omega_m}{2}}=\gamma_0-\frac{\gamma_2}{2}-\frac{\gamma_4}{2}+\gamma_6-\frac{\gamma_8}{2};\\
&\text{при } \Omega t=90^\circ && \gamma_{\omega_0+\omega_m}=\gamma_0-\gamma_2+\gamma_4-\gamma_6+\gamma_8.
\end{aligned}\right\}$$

Решая эту систему, имеем:

$$\gamma_0=\frac{1}{6}\left[(\gamma_{\omega_0}+\gamma_{\omega_0+\omega_m})+2\left(\gamma_{\omega_0+\frac{\omega_m}{2}}+\gamma_{\omega_0+\frac{\sqrt{3}\,\omega_m}{2}}\right)\right];$$

$$\gamma_2=\frac{1}{3}\left[(\gamma_{\omega_0}-\gamma_{\omega_0+\omega_m})+\left(\gamma_{\omega_0+\frac{\omega_m}{2}}-\gamma_{\omega_0+\frac{\sqrt{3}\,\omega_m}{2}}\right)\right] \text{ и т. д.}$$

На рис. 3-15 показаны результаты расчета коэффициента паразитной амплитудной модуляции $m_{\text{АМ}}$ для тракта с одиночными контурами, а на рис. 3-16 — для тракта, составленного из пар критически связанных контуров. Основную долю в обоих случаях составляет 2-я гармоника модулирующей частоты.

Из рисунков видно, что при реальных полосах пропускания тракта (150—200 кГц) коэффициент СПАМ составляет 10—30% и несколько уменьшается с увеличением числа контуров. При малых

индексах модуляции коэффициент СПАМ незначителен и можно показать, что при $\beta \ll 1$ он не превышает величины $\beta^2/4$.

Если возникшая паразитная АМ в дальнейшем практически полностью подавляется, то она не оказывает влияния на форму детектированного сигнала. Однако это не всегда выполняется.

Когда паразитная АМ подавлена неполностью, то она сказывается на величине и форме выходного напряжения звуковой частоты.

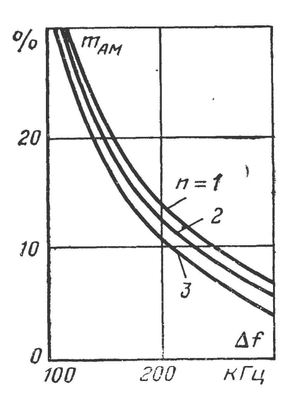


Рис. 3-15. Величина СПАМ. Тракт с одиночными контурами.

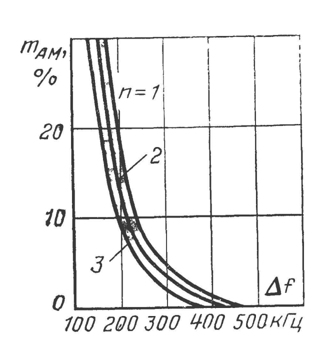


Рис. 3-16. Величина СПАМ. Тракт с критически связанными контурами.

Так, если при ЧМ чистым тоном ограничиться СПАМ по 2-й гармонике, то выражение для амплитуды ЧМ колебания на входе частотного детектора примет вид:

$$U_{ч.д} = U_{0ч.д}(1 + m \cos 2\Omega t).$$

Напряжение на выходе частотного детектора определится как

$$u_{вых} = k_{ч.д} U_{0ч.д}(1 + m \cos 2\Omega t)\, \omega_m \cos \Omega t,$$

или

$$u_{вых} = k_{ч.д} U_{0ч.д} \omega_m \left[\left(1 + \frac{m}{2}\right) \cos \Omega t + \frac{m}{2} \cos 3\Omega t\right], \qquad (3\text{-}34)$$

где $k_{ч.д}$ — коэффициент преобразования частотного детектора.

Из уравнения (3-34) видно, что наличие СПАМ создает нелинейные искажения полезного сигнала, причем при симметричной резонансной кривой образуются нечетные гармоники модулирующей частоты.

При настройке УКВ приемника часто встает вопрос, что является в данном случае причиной нелинейных искажений: нелинейность фазо-частотной характеристики тракта или появление СПАМ. Для ответа на этот вопрос достаточно измерить коэффициент гармоник на двух-трех модулирующих частотах, например 1 и 5 кГц. Если причиной искажений является нелинейность фазо-частотной характеристики, то величина их будет расти с увеличением модулирующей частоты, как показано в § 3-2. Если причиной является СПАМ, то,

как видно из (3-34), эти искажения практически не зависят от частоты модуляции.

Для того чтобы в высококачественном приемнике СПАМ не создавала заметных нелинейных искажений на выходе, нужно иметь подавление АМ в тракте не меньше 30—35 дБ. На рис. 3-17 показаны кривые коэффициента гармоник от СПАМ и от нелинейности фазо-частотной характеристики тракта для частоты звукового сигнала 1000 Гц. Тракт содержит четыре пары связанных контуров, $\eta=0,8$; подавление АМ — 20 дБ. Такое подавление АМ недостаточно, так как искажения из-за появления СПАМ явно преобладают.

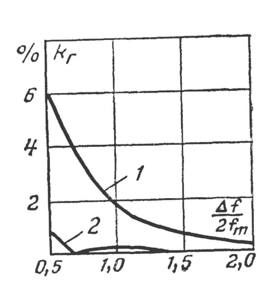


Рис. 3-17. Нелинейные искажения закона модуляции. *1* — из-за паразитной АМ; *2* — из-за нелинейности фазо-частотной характеристики.

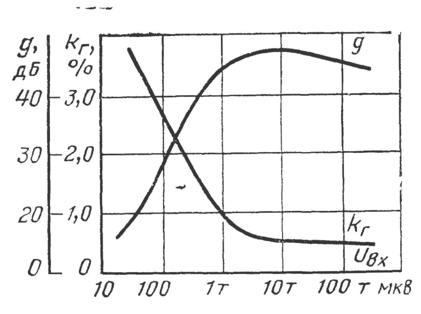


Рис. 3-18. Типовые кривые изменения коэффициента гармоник и величины подавления АМ при изменении сигнала на входе приемника.

Появление паразитной АМ является основной причиной того, что нелинейные искажения возрастают при уменьшении уровня высокочастотного сигнала на входе приемника. На рис. 3-18 показаны типовые кривые изменения подавления АМ (д) и величины коэффициента гармоник при изменении сигнала на входе. С уменьшением сигнала ухудшается ограничение амплитуды в тракте, снижается степень подавления АМ, растет коэффициент гармоник. Поэтому эффективное давление АМ во всем диапазоне модулирующих частот является одним из обязательных условий высококачественного приема на УКВ.

Глава четвертая

ПОМЕХИ ПРИ ПРИЕМЕ ЧМ КОЛЕБАНИЙ

4-1. Действие элементарной помехи

Качество радиовещательного приема в значительной степени зависит от того, как влияют на принимаемый сигнал помехи. Поэтому вопросам помехоустойчивости приемника всегда уделяется большое внимание.

Исследование помехоустойчивости при приеме ЧМ сигналов — весьма сложная задача. Здесь рассмотрим лишь основные положе-

ния, знание которых совершенно необходимо для проектирования и регулировки тракта радиовещательного УКВ приемника.

Начнем рассмотрение с самого простого случая — одновременного действия на приемник элементарной синусоидальной помехи и колебания несущей частоты принимаемой радиостанции. В этом случае на входе приемника действуют полезное немодулированное колебание сигнала

$$u_{с} = U_{с} \cos \omega_0 t \tag{4-1}$$

и помеха, частота которой отличается от частоты сигнала на $\delta\omega$, а амплитуда равна $kU_{с}$, т. е.

$$u_{м} = kU_{с} \cos [(\omega_0 + \delta\omega) t + \varphi]. \tag{4-2}$$

Начальная разность фаз φ не имеет принципиального значения и в дальнейшем не будет учитываться.

Взаимодействие колебаний (4-1) и (4-2) иллюстрируется векторной диаграммой (рис. 4-1), на которой изображена плоскость, вращающаяся со скоростью ω_0. Вектор $\mathbf{U}_{м}$ вращается относительно вектора $\mathbf{U}_{с}$ со скоростью $\delta\omega$.

Результирующий вектор **A** имеет амплитудную и фазовую (частотную) модуляции, т. е. на входе приемника появляется АЧМ колебáние. Амплитуда и фаза результирующего колебания меняются с частотой $\delta\omega$. Однако эти изменения не являются чисто синусоидальными, т. е. модулирующие функции содержат также гармоники частоты $\delta\omega$. Очевидно, что АМ и ФМ тем глубже, чем больше величина k, т. е. сильнее помеха. Это относится и к скорости изменения фазы, т. е. к возникающей ЧМ. Однако глубина ЧМ увеличивается не только с увеличением k, но и с увеличением разности частот $\delta\omega$, так как чем больше эта разность, тем быстрее происходит вращение вектора помехи и соответственно быстрее изменяется фаза результирующего вектора. Если величина k приближается к единице, то коэффициент АМ приближается к 100%, а изменение фазы — к $+90°$. Можно заметить, что скорость вращения результирующего вектора максимальна в тот момент, когда направления векторов $\mathbf{U}_{с}$ и $\mathbf{U}_{м}$ противоположны. В пределе при $k=1$ существует момент, когда амплитуда равна нулю и фаза совершает мгновенный скачок на 180°. В этот момент скорость изменения фазы теоретически равна бесконечности, а следовательно, равно бесконечности и отклонение частоты.

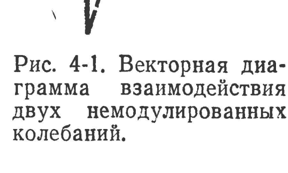


Рис. 4-1. Векторная диаграмма взаимодействия двух немодулированных колебаний.

Математически параметры результирующего колебания $u_{вх}$ можно определить, воспользовавшись уравнениями (4-1) и (4-2) и применяя тригонометрические преобразования. Это приводит (при $\varphi = 0$) к следующему выражению:

$$u_{вх} = A \cos (\omega_0 t + \psi), \tag{4-3}$$

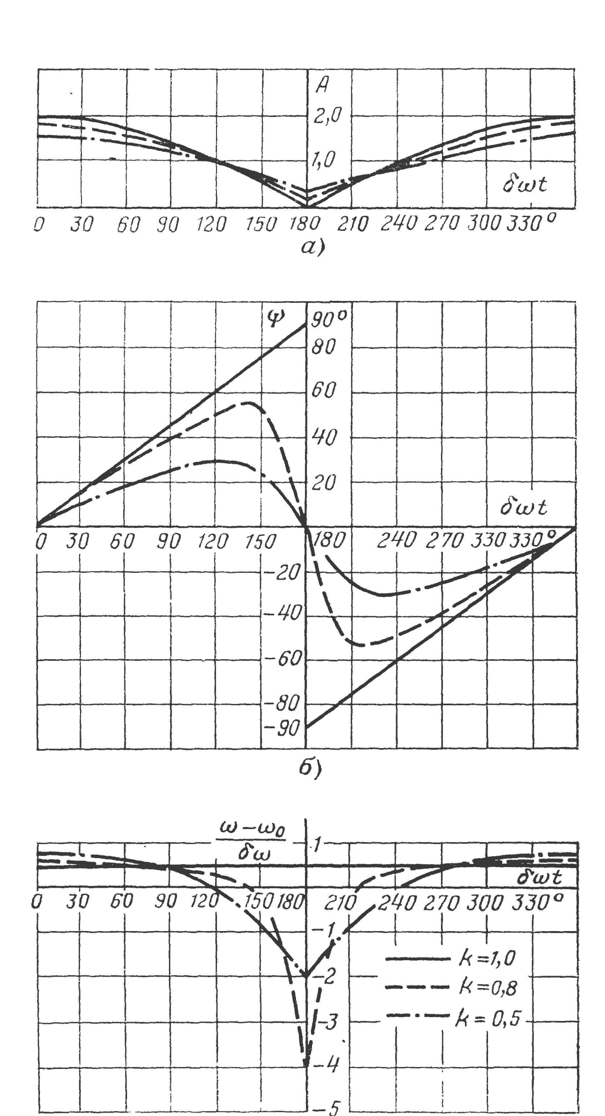


Рис. 4-2. Изменение амплитуды (*а*), фазы (*б*) и частоты (*в*) при взаимодействии двух немодулированных колебаний.

где

$$A = U_c \sqrt{1 + k^2 + 2k \cos \delta\omega t}; \qquad (4\text{-}3а)$$

$$\psi = \operatorname{arctg} \frac{k \sin \delta\omega t}{1 + k \cos \delta\omega t}. \qquad (4\text{-}3б)$$

Переменная составляющая частоты определится как скорость изменения фазы, для которой можно получить уравнение

$$\omega - \omega_0 = \frac{d\psi}{dt} = k\delta\omega \frac{k + \cos \delta\omega t}{1 + k^2 + 2k \cos \delta\omega t}. \qquad (4\text{-}3в)$$

На рис. 4-2 показана форма возникающей АМ, ФМ и ЧМ при различных k.

При слабой помехе выражения (4-3а)—(4-3в) могут быть упрощены:

$$A \approx U_c (1 + k \cos \delta\omega t); \qquad (4\text{-}3г)$$

$$\psi \approx k \sin \delta\omega t; \qquad (4\text{-}3д)$$

$$\omega - \omega_0 \approx k\delta\omega \cos \delta\omega t, \qquad (4\text{-}3е)$$

т. е. при $k \ll 1$ можно считать, что амплитуда, фаза и частота модулированы чистым тоном биений между колебаниями полезной несущей и помехи.

Уравнения (4-3) позволяют оценить отношение сигнал/помеха на выходе приемника при различных видах приема.

При приеме АМ сигналов, считая, что полезный сигнал может иметь коэффициент модуляции $m_{АМс} = 1$, и пользуясь уравнением (4-3а) при $\cos \delta\omega t = \pm 1$, получим $m_{АМс}/m_{АМм} = 1/k$.

При приеме ФМ сигналов возможное максимальное отклонение фазы полезного сигнала логично принять равным $\pm\pi/2$ (это предельная величина для простого фазового детектора).

Максимальное отклонение фазы результирующего сигнала соответствует $\cos \delta\omega t = -k$. При этом уравнение (4-3б) дает $\psi_{макс} = \arcsin k$, откуда

$$\frac{m_{ФМс}}{m_{ФМм}} = \frac{\pi}{2 \arcsin k}. \qquad (4\text{-}4)$$

При приеме ЧМ сигналов максимальная полезная девиация частоты равна ω_{mc}, а максимальное отклонение частоты из-за действия помехи соответствует $\cos \delta\omega t = -1$. Отсюда

$$\frac{m_{ЧМс}}{m_{ЧМм}} = \frac{1 - k}{k} \frac{\omega_{mc}}{\delta\omega}.$$

Наибольшему действию помехи соответствует $\delta\omega = \Omega_в$, где $\Omega_в$ — верхняя частота, воспроизводимая приемником. Отношение $\omega_m/\Omega_в$ определяет наименьший индекс модуляции полезного сигнала $\beta_{мин}$, поэтому

$$\frac{m_{ЧМс}}{m_{ЧМм}} = \beta_{мин} \frac{1 - k}{k}. \qquad (4\text{-}5)$$

Сравнивая полученные выражения, можно сделать следующие выводы. При сильной помехе ($k \approx 1$) прием ЧМ сигналов практиче-

ски невозможен, так как отношение сигнал/помеха приближается к нулю. При приеме АМ и ФМ сигналов это отношение стремится к единице. Однако при слабой помехе положение изменяется. При приеме ЧМ сигналов, если $\beta \gg 1$, можно получить весьма помехоустойчивый прием, так как отношение сигнал/помеха стремится к величине β/k, где $\beta \gg 1$, $k \ll 1$. При приеме АМ сигналов это отношение равно $1/k$, а при приеме ФМ сигналов — $\pi/2k$; т. е. меньше, чем при приеме ЧМ сигналов. Помехоустойчивость при ФМ можно повысить, выбрав для полезного сигнала $\psi_{макс} \gg \pi/2$. Но при этом существенно усложняется фазовый детектор. Так как ФМ в прямом виде в радиовещании не используется, этот вопрос нами далее не рассматривается.

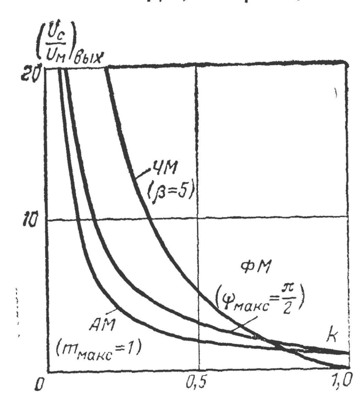


Рис. 4-3. Зависимость отношения сигнал/шум на выходе от отношения этих величин на входе.

На рис. 4-3 показана зависимость отношения сигнал/помеха на выходе приемника от величины k. Значение $\beta_{мин}$ принято равным пяти (например, $F_в=10$ кГц, $f_m=50$ кГц). Из графиков виден предел, выше которого ЧМ имеет преимущество перед АМ или ФМ. Так, сравнивая ЧМ и АМ, видим, что ЧМ имеет более высокую помехоустойчивость при

$$\beta_{мин} > 1/1-k.$$

Итак, чтобы получить максимальную помехоустойчивость при приеме ЧМ сигналов, нужно выполнить следующие условия: применять большие индексы модуляции ($\beta \gg 1$), в частности сужать диапазон воспроизводимых частот насколько возможно без потери качества звучания; не допускать малых отношений сигнал/помеха на входе приемника, чтобы не терять преимущества по помехоустойчивости, свойственного ЧМ; подавлять АМ и применять схемы детектирования, нечувствительные к АМ, для того, чтобы приемник реагировал только на ЧМ.

4-2. Действие шума при приеме ЧМ колебаний

В тракте приемника, кроме полезного сигнала, всегда действует шум. Он складывается из так называемого «космического шума», приходящего из космоса, атмосферного, индустриального и внутреннего шумов приемника. Шум представляет собой хаотическое изменение входного напряжения по амплитуде и частоте. Его можно представить в виде бесконечно большого числа бесконечно малых гармонических колебаний случайной частоты и фазы, образующих непрерывный спектр.

Спектральная плотность шумовой помехи на различных частотах не одинакова. Однако в узкой полосе частот, принимаемой приемником, спектральную плотность можно считать одной и той же.

Для каждой частотной составляющей шума можно определить результат ее взаимодействия с несущей передатчика. Если учесть,

что величина этой отдельной составляющей весьма мала, то для определения паразитной модуляции несущей от этой составляющей можно воспользоваться формулами (4-3г)—(4-3е). Поскольку каждая составляющая спектра гладкого шума может считаться независимой, то для определения суммарного эффекта нужно сложить мощности помех от всех составляющих, которые создают сигнал на выходе приемника. Если приемник воспроизводит частоты от $F_н$ до $F_в$, то складывают мощности от составляющих, расположенных на расстоянии от $\pm F_н$ до $\pm F_в$ от несущей, как показано на рис. 4-4. Следует сразу же подчеркнуть, что область действия шума оказывается более узкой, чем полоса пропускания высокочастотного тракта приемника, так как полоса пропускания всегда существенно больше, чем величина $2F_в$ (на рис. 4-4 показана пунктиром). Поэтому селективные свойства приемника ЧМ колебаний мало сказываются на его шумовых параметрах.

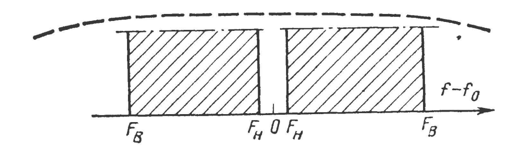


Рис. 4-4. Область действия шумов на входе приемника (заштрихована).

При высококачественном воспроизведении звука нижняя воспроизводимая частота мала (обычно $F_н=30$ Гц) и может быть приближенно принята равной нулю ($F_н \approx 0$). При расчете общей величины шума будем считать, что в полосе пропускания приемника усиление одинаково. Это означает, что реальную кривую селективности заменяем упрощенной прямоугольной с полосой пропускания $\Delta\omega$.

Общая мощность шума на входе частотного детектора в этом случае определяется как $P_{ш.вх}=N_0\Delta\omega$, где N_0 — удельная мощность шума.

Мощность элементарной составляющей шума равна $dP_{ш.вх}=$ $=N_0 d(\delta\omega)$, где $d(\delta\omega)$ — бесконечно малый участок оси частот на расстоянии $\delta\omega$ от несущей. На этом участке находится составляющая шума.

В результате взаимодействия сигнала и шума образуется АЧМ колебание. Но образовавшаяся АМ подавляется ограничителем, поэтому нас интересует только максимальная девиация частоты, возникшая при действии элементарной помехи. В соответствии с формулой (4-3е) она равна:

$$d\omega_m = d(\omega-\omega_0)_{макс} = \delta\omega \frac{dU_{ш.вх}}{U_{с.вх}} =$$

$$= \delta\omega \sqrt{\frac{dP_{ш.вх}}{P_{с.вх}}} = \delta\omega \sqrt{\frac{N_0 d(\delta\omega)}{P_{с.вх}}}.$$

На выходе приемника мощность помехи от элементарной составляющей шума пропорциональна квадрату максимальной девиации

частоты

$$dP_{\text{ш.вх}} = \gamma^2{}_0 S^2{}_{\text{ч.д}} (d\omega_m)^2/2,$$

где $S_{\text{ч.д}}$ — крутизна характеристики частотного детектора; γ_0 — коэффициент передачи тракта низкой частоты. Считаем, что γ_0 постоянна на всех частотах от нуля до $F_{\text{в}}$.

Подставляя значение девиации частоты, получаем:

$$dP_{\text{ш.вых}} = \gamma^2{}_0 S^2{}_{\text{ч.д}} \frac{(\delta\omega)^2}{2} \frac{N_0}{P_{\text{с.вх}}} d(\delta\omega). \tag{4-6}$$

Теперь следует сложить мощности помех от всех элементарных составляющих, отстоящих от несущей не дальше, чем на $\delta\omega = |\Omega_{\text{в}}|$, т. е. проинтегрировать (4-6) в полосе частот от $\delta\omega = -\Omega_{\text{в}}$ до $\delta\omega = \Omega_{\text{в}}$:

$$P_{\text{ш.вых}} = \frac{1}{2} \gamma^2{}_0 S^2{}_{\text{ч.д}} \frac{N_0}{P_{\text{с.вх}}} \int\limits_{-\Omega_{\text{в}}}^{\Omega_{\text{в}}} (\delta\omega)^2 d(\delta\omega),$$

что дает:

$$P_{\text{ш.вх}} = \gamma^2{}_0 S^2{}_{\text{ч.д}} \frac{N_0}{P_{\text{с.вх}}} \frac{\Omega^3{}_{\text{в}}}{3}.$$

Отсюда действующее напряжение шума на выходе равно:

$$U_{\text{ш}} = \gamma_0 S_{\text{ч.д}} \Omega_{\text{в}} \sqrt{\frac{\Omega_{\text{в}}}{3} \frac{N_0}{P_{\text{с.вх}}}}. \tag{4-7}$$

Действующее значение полезного сигнала на выходе определяется так:

$$U_{\text{с}} = \gamma_0 S_{\text{ч.д}} \frac{\omega_m}{\sqrt{2}}, \tag{4-8}$$

откуда отношение сигнал/шум при приеме ЧМ сигнала оказывается равным

$$\left(\frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}}\right)_{\text{ЧМ}} = \frac{\omega_m}{\Omega_{\text{в}}} \sqrt{\frac{3}{2} \frac{P_{\text{с.вх}}}{\Omega_{\text{в}} N_0}}. \tag{4-9}$$

Из последней формулы видно, как сильно влияет на отношение сигнал/шум при приеме ЧМ сигнала величина полосы воспроизводимых частот. Сужение этой полосы с помощью регулятора тембра (т. е. снижение величины $\Omega_{\text{в}}$) позволяет резко уменьшить шум при приеме слабых сигналов (за счет качества звучания).

Если на входе приемника вместо шума действуют помехи в виде кратковременных импульсов, то вид соотношения (4-9) изменяется, но эффект быстрого возрастания уровня помехи с ростом $\Omega_{\text{в}}$ по-прежнему остается.

Для приема АМ сигналов можно аналогичным путем получить формулу

$$\left(\frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}}\right)_{\text{АМ}} = \sqrt{\frac{P_{\text{с.вых}}}{2\Omega_{\text{в}} N_0}},$$

откуда преимущество ЧМ перед АМ по отношение сигнал/шум равно:

$$\frac{\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{ЧМ}}{\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{АМ}} = \sqrt{3}\,\frac{\omega_m}{\Omega_в} = \sqrt{3}\,\beta.$$

При $f_m = 50$ кГц, $F_в = 15$ кГц получаем выигрыш в 5,77 раз, т. е. около 15 дБ.

4-3. Предыскажения и их влияние на отношение сигнал/шум

Ранее уже упоминалось, что при УКВ радиовещании в модулирующий сигнал вводятся предыскажения, поднимающие уровень спектральных составляющих сигнала на верхних частотах. Схема цепи предыскажений, расположенной на входе передатчика, приведена на рис. 4-5.

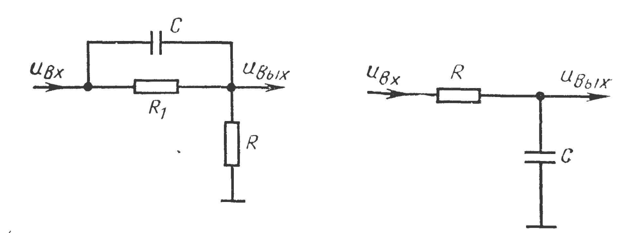


Рис. 4-5. Схема цепи предыскажений.

Рис. 4-6. Схема цепи компенсации предыскажений.

Модуль коэффициента передачи такой цепи равен:

$$\gamma_1 = \sqrt{\frac{1 + (\Omega\tau)^2}{a^2 + (\Omega\tau)^2}},$$

где $a = 1 + R_1/R$; $\tau = RC$.

Отношение R_1/R выбирается большим, так чтобы при $\Omega = \Omega_в$ выполнялось соотношение

$$a^2 \gg (\Omega_в\tau)^2.$$

Тогда

$$\gamma_1 \approx \frac{1}{a}\sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}.$$

Величина τ стандартизована и равна в СССР и европейских странах 50 мкс, в США — 75 мкс. Перемодуляция передатчика при таком подъеме верхних частот маловероятна, так как спектр радиовещательного сигнала имеет спад в сторону верхних частот (рис. 1-3). На приемной стороне после частотного детектора вво-

дится цепь компенсации предыскажений (рис. 4-6), коэффициент передачи которой

$$\gamma_2 = \frac{1}{\sqrt{1 + (\Omega\tau)^2}}.$$

Цепь компенсации предыскажений создает спад амплитудно-частотной характеристики в области верхних звуковых частот, т. е. в той области, где шум, возникающий при ЧМ приеме, велик. На верхних частотах можно считать, что $\gamma_2 \approx 1/\Omega\tau$, т. е. коэффициент передачи цепи компенсации обратно пропорционален модулирующей частоте. Если вспомнить, что уровень составляющих шума пропорционален частоте, то видно, что предыскажения позволяют практически ликвидировать рост шума на верхних частотах.

В табл. 4-1 приведены величины подъема частотной характеристики, в децибелах, соответствующие предыскажениям частотной характеристики с постоянной времени 50 и 75 мкс. Эти же величины представляют собой необходимый спад частотной характеристики цепи компенсации предыскажений.

Таблица 4-1

Величины подъема характеристики

Частота, кГц	0,3	0,5	1,0	1,5	2,0	3,0	4,0
	1	2	3	4	5	6	7
Подъем дБ (τ=50 мкс)	0,05	0,1	0,4	0,92	1,4	2,76	4,1
Подъем дБ (τ=75 мкс)	0,075	0,2	0,81	1,61	2,56	4,48	6,28

Продолжение табл. 4-1

Частота, кГц	6,0	8,0	10,0	12,0	14,0	15,0
	8	9	10	11	12	13
Подъем дБ (τ=50 мкс)	6,48	8,63	10,32	11,81	13,08	13,63
Подъем дБ (τ=75 мкс)	9,18	11,16	13,28	14,68	16,12	16,68

Применение предыскажений позволяет заметно улучшить отношение сигнал/шум при приеме ЧМ сигналов. Расчет величины шума в этом случае ведется так же, как при отсутствии предыскажений, но величина каждой элементарной составляющей умножается вместо γ_0 на коэффициент передачи

$$\gamma = \frac{\gamma_0}{\sqrt{1 + (\delta\omega\tau)^2}}.$$

После интегрирования формула для отношения сигнал/шум получается в виде

$$\frac{U_с}{U_ш} = \tau\omega_m \sqrt{\frac{\Omega_в\tau}{\Omega_в\tau - \operatorname{arctg}(\Omega_в\tau)}} \sqrt{\frac{P_{с.вх}}{2\Omega_в N_0}}. \qquad (4\text{-}10)$$

Сравнение формул (4-9) и (4-10) для разных постоянных времени предыскажений показывает, что при $F_в=15$ кГц выигрыш в отношении сигнал/шум при $\tau=50$ мкс равен 10 дБ, а при $\tau=75$ мкс — 13 дБ. При сужении диапазона воспроизводимых частот этот выигрыш, естественно, уменьшается.

4-4. Влияние неполного подавления АМ на величину шума в приемнике ЧМ колебаний

Как было показано в § 4-1, при совместном действии на входе приемника немодулированных сигнала и помехи образуется АЧМ колебание

$$u_{вх}=A\cos(\omega_0 t+\psi),$$

где при слабой помехе ($k \ll 1$)

$$A \approx U_0(1+k\cos\delta\omega t); \quad \psi \approx k\sin\delta\omega t.$$

До сих пор мы считали, что возникающая паразитная АМ полностью подавлена. Однако на практике она подавляется лишь в g раз, т. е. можно считать, что детектированию подвергается сигнал

$$u=U_0\left(1+\frac{k}{g}\cos\delta\omega t\right)\cos(\omega_0 t+k\sin\delta\omega t).$$

На выходе приемника, имеющего балансный частотный детектор. при точной настройке получим напряжение от элементарной составляющей шума

$$u_{ш.вых}=k\gamma\delta\omega U_0\left(1+\frac{k}{g}\cos\delta\omega t\right)\cos\delta\omega t \qquad (4\text{-}11)$$

или

$$u_{ш.вых}=k\gamma\delta\omega U_0\left(\frac{k}{2g}+\cos\delta\omega t+\frac{k}{2g}\cos 2\delta\omega t\right),$$

где γ — коэффициент передачи от входа детектора до выхода приемника.

Из полученной формулы видно, что неполное подавление АМ создает дополнительную составляющую с частотой $2\delta\omega$, но при $k \ll 1$ величина этой составляющей мала и может не учитываться.

Положение меняется, если детектор не точно сбалансирован, например имеет расстройку относительно точки баланса на величину $\omega_р$. Тогда вместо (4-11) имеем:

$$u_{ш.вых}=\gamma U_0\left(1+\frac{k}{g}\cos\delta\omega t\right)(\omega_р+k\delta\omega\cos\delta\omega t).$$

Отбрасывая постоянную составляющую и слагаемые 2-го порядка малости, получаем:

$$u_{\text{ш.вых}} = \gamma k U_0 \left(\frac{\omega_p}{g} + \delta\omega \right) \cos \delta\omega t. \tag{4-12}$$

В уравнении (4-12) первый член в скобках учитывает результат детектирования АМ колебаний, а второй — результат детектирования ЧМ колебаний.

Если суммировать все составляющие шумов в пределах $0 \leqslant |\delta\omega| \leqslant \Omega_в$ и затем определить отношение сигнал/шум, то получим:

$$\frac{U_c}{U_ш} = \tau\omega_m \sqrt{\frac{\tau P_{c.вх}}{2N_0 \left\{ \Omega_в\tau + \left[\left(\frac{\omega_p \tau}{g} \right)^2 - 1 \right] \operatorname{arctg}(\Omega_в\tau) \right\}}}. \tag{4-13}$$

При эффективном подавлении АМ, т. е. при $g \gg 1$ формула (4-13) переходит в (4-10). Для того чтобы АМ практически не оказывала влияния на общую величину шумов, нужно, чтобы выполнялось соотношение $\omega_p\tau/g < 0{,}3$.

При $F_в = 15$ кГц, $f_p = 50$ кГц, $\tau = 50$ мкс получаем минимально необходимую величину подавления АМ около 34 дБ (рис. 4-7).

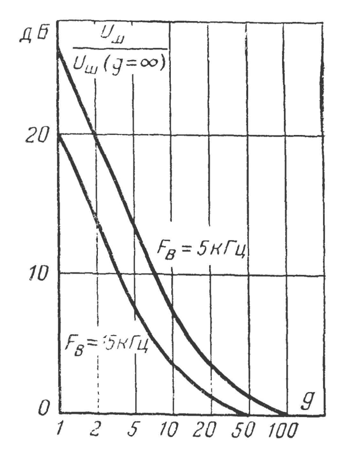


Рис. 4-7. Увеличение общих шумов из-за неполного подавления АМ.

4-5. Спектр шумов при приеме ЧМ сигналов и учет псофометрической кривой

Как было показано в § 1-3, наше ухо имеет неодинаковую чувствительность в разных участках спектра звуковых частот. Поэтому слышимость шума зависит не только от его общей мощности, но и от ее распределения по спектру. Так, если при определенной мощности шума она будет сосредоточена в области верхних звуковых частот (10—15 кГц), то слышимость такого шума значительно меньше, чем шума, мощность которого распределена в основном в области средних, наиболее слышимых частот (400—2000 Гц). Вопрос о распределении мощности шума по спектру весьма актуален при радиовещательном приеме.

Если спектральную плотность шума на верхней звуковой частоте 15 кГц принять за единицу, то можно получить графики, показанные на рис. 4-8. При приеме АМ сигналов (кривая *1*) спектральная плотность шума не зависит от частоты $F_{АМ}(\Omega) = \text{const}$.

При приеме ЧМ сигналов без учета предыскажений (кривая *2*) характеристика является квадратичной

$$F_{ЧМ}(\Omega) = \left(\frac{\Omega}{\Omega_в} \right)^2.$$

С учетом предыскажений (кривая *3*) характеристика несколько выравнивается, так как составляющие спектра на верхних частотах подавляются цепью компенсации предыскажений. В этом случае характеристика отвечает уравнению

$$F_{ЧМ\tau}(\Omega)=\frac{1+(\Omega_в\tau)^2}{1+(\Omega\tau)^2}\left(\frac{\Omega}{\Omega_в}\right)^2. \quad (4\text{-}14)$$

При неполном подавлении АМ спектр шума при приеме ЧМ сигналов является промежуточным между кривыми *1* и *3*, как показано на рис. 4-8 пунктиром.

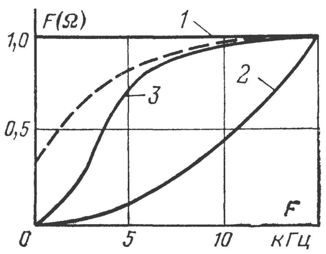


Рис. 4-8. Спектральная плотность шумов на выходе приемника.

Теперь можно определить отношение сигнал/шум на выходе с учетом особенностей спектра шума, с одной стороны, и спектральной чувствительности уха, с другой. Для этого при определении общего уровня шума нужно каждую элементарную частотную составляющую шума умножить на ординату псофометрической кривой на этой же звуковой частоте. Псофометрическая кривая была приведена на рис. 1-6, ее приближенное уравнение (1-2).

После математических преобразований получаем для отношения сигнал/шум при приеме АМ и ЧМ сигналов

$$\left.\begin{aligned}\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{АМ} &\approx 0,4\sqrt{\frac{P_{с.вх}}{N_0\Omega_{оп}}};\\ \left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{ЧМ} &\approx 0,4\frac{\omega_m}{\Omega_{оп}}\sqrt{\frac{P_{с.вх}}{3N_0\Omega_{оп}}}.\end{aligned}\right\} \quad (4\text{-}15)$$

Формулы (4-15) справедливы при достаточно широкой полосе воспроизводимых частот, $F_в > 7$ кГц, что соответствует высококачественному радиовещательному приему. Сравнение этих формул позволяет определить преимущество радиовещательного приема ЧМ перед приемом АМ по шумам с учетом спектральной чувствительности уха

$$\frac{\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{ЧМ}}{\left(\frac{U_с}{U_ш}\right)_{АМ}}=\frac{\omega_m}{\sqrt{3}\,\Omega_{оп}}=0,26 f_m\ (кГц). \quad (4\text{-}16)$$

Таким образом, ЧМ радиовещание имеет преимущество в помехоустойчивости при девиации частоты больше 4 кГц. Выигрыш при $f_m=50$ кГц составляет 22 дБ вместо 15 дБ, полученных нами без учета псофометрической кривой. Такой результат понятен, если учесть, что спектр шума при ЧМ имеет подъем в области верхних звуковых частот, слабо воспринимаемых человеческим ухом.

4-6. Действие помех от соседних радиостанций

Соседними будем считать радиостанции, спектр излучения которых в той или иной степени попадает в полосу пропускания высокочастотного тракта приемника. Механизм действия помех в этом случае сходен с уже рассмотренным механизмом действия шумов. Отличие состоит в том, что спектр помехи нельзя считать равномерным и его форма зависит как от вида передачи, так и от величины расстройки мешающей радиостанции относительно полезной.

На рис. 4-9,*а* условно показаны спектры полезной *1* и мешающей *2* радиостанций на входе приемника. Спектр полезной радиостанции при точной настройке приемника практически весь находит-

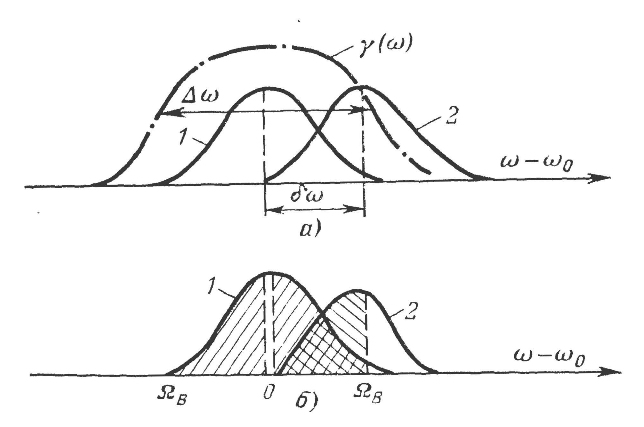


Рис. 4-9. Спектры полезной и мешающей радиостанций.
а — на входе приемника, *б* — на входе частотного детектора.

ся внутри полосы пропускания [кривая $\gamma(\omega)$]. Это необходимо для того, чтобы полезный сигнал принимался без искажений. Мешающий сигнал, если он расстроен относительно полезного, подавляется высокочастотным трактом приемника, как показано на рис. 4-9,*б*.

Если приемник чувствителен к ЧМ и нечувствителен к АМ, то не весь спектр мешающей станции участвует в создании помехи на выходе приемника. Опасной является лишь та его часть, которая может создать с полезным сигналом биения с частотами не выше $F_в$. Эта часть заштрихована на рис. 4-9,*б*. Нетрудно увидеть, что указанная часть спектра помехи, как и спектр полезного сигнала, расположена вблизи центра резонансной кривой и практически не подавляется в тракте приемника.

Так как при высококачественном УКВ приеме нас интересует случай, когда помехи на выходе слабы, то будем считать, что на входе частотного детектора $k = U_м/U_с \ll 1$. В простейшем случае обе станции немодулированы. Такая ситуация уже рассмотрена в § 4-1. Действие помехи в этом случае тем сильнее, чем больше расстройка мешающей станции относительно полезной (пока частота биений двух несущих не выйдет за пределы полосы частот, воспроизводимых приемником).

Пользуясь формулой (4-5в) и переходя к мощностям помехи и сигнала на выходе, нетрудно получить выражение

$$\frac{P_м}{P_с} = k^2 \left(\frac{\delta\omega}{\omega_m}\right)^2, \tag{4-17}$$

действительное при $\delta\omega \leqslant \Omega_в$. При $\delta\omega > \Omega_в$ помеха теоретически отсутствует, хотя на практике ее величина с ростом $\delta\omega$ падает не сразу, а постепенно, в соответствии со спадом частотной характеристики тракта звуковой частоты приемника и чувствительности уха.

Действие соседней станции обычно оценивается «защитным отношением», т. е. минимальным отношением мощностей полезного и мешающего сигналов на входе приемника, которое нужно создать, чтобы принять передачу с необходимым качеством. Понятие «необходимое качество» весьма расплывчато. Поэтому приходится договариваться о том, что это понятие в каждом случае должно означать.

Мы уже видели (гл. 1), что незаметности помехи в паузе полезной передачи соответствует отношение сигнал/помеха, равное 63 дБ, а при наличии полезной модуляции — 38 дБ. Защитные отношения обычно определяются методом субъективных экспертиз. Однако проверка каждого типа приемника на помехоустойчивость таким методом неэкономична. Поэтому существует метод измерений, при котором величина полезного сигнала и помехи определяется по показаниям приборов. При этом согласно рекомендациям МЭК необходимое значение отношения сигнал/шум на выходе принимается равным 20 дБ. Если принять это отношение равным h дБ, то, исходя из определения защитного отношения, получим

$$R_h = 10 \lg \frac{1}{k^2},$$

где R_h — защитное отношение, соответствующее отношению сигнал/помеха на выходе h дБ;

$$h = 10 \lg \frac{P_с}{P_м} = 10 \lg \frac{1}{k^2} + 10 \lg \frac{k^2 P_с}{P_м} = R_h + 10 \lg \frac{k^2 P_с}{P_м}.$$

Следовательно, защитное отношение связано с отношением сигнал/помеха уравнением

$$R_h = h + 10 \lg \frac{P_м}{k^2 P_с}. \tag{4-18}$$

Обращаясь к соотношению (4-17), для немодулированных сигнала и помехи получаем:

$$R_h = h + 20 \lg \frac{\delta\omega}{\omega_m}. \tag{4-19}$$

На рис. 4-10 показана теоретическая кривая для этого случая при $h = 30$ дБ. Следует заметить, что величина h не играет принципиальной роли. Ее изменение лишь переносит кривую защитных отношений вверх или вниз вдоль оси ординат. Не нужно забывать, что теоретический расчет проводится для идеализированных условий (полное подавление АМ в приемнике, горизонтальная частотная характеристика тракта низкой частоты от нуля до $F_в$) и имеет своей целью лишь выяснение общих закономерностей действия мешающей станции.

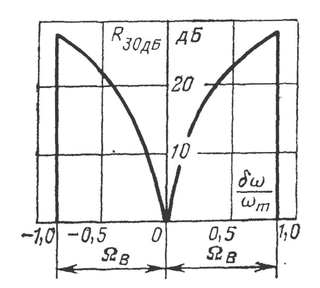


Рис. 4-10. Защитные отношения при отсутствии модуляции сигнала и помехи.

Перейдем теперь к случаю, когда мешающая станция модулирована. Обобщенный спектр ее согласно (2-16) представляет собой кривую Гаусса. Для расчета мощности помех нужно учесть влияние каждой из составляющих этого спектра и вычислить суммарный эффект.

Руководствуясь теми же соображениями, что и прн расчете действия шумов, получаем:

$$P_м = \int\limits_{\omega_0-\Omega_в}^{\omega_0+\Omega_в} dP_м,$$

где

$$dP_м = \frac{(\omega-\omega_0)^2\gamma^2{}_0 S^2{}_{ч.д}}{2} F(\omega-\omega_0+\delta\omega)\, d(\omega-\omega_0).$$

Согласно формуле (2-16) с учетом сдвига на $\delta\omega$ н замены частот на круговые имеем:

$$F(\omega-\omega_0+\delta\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\omega_{m\,эфф}} e^{-\frac{(\omega+\delta\omega-\omega_0)^2}{2\omega^2{}_{m\,эфф}}}.$$

После интегрирования получаем для мощности помехи следующее выражение:

$$P_м = k^2\gamma^2{}_0 S^2{}_{ч.д} \frac{\omega^2{}_{m\,эфф}}{4}\left\{\left[1+\left(\frac{\delta\omega}{\omega_{m\,эфф}}\right)^2\right][\Phi(x_1)+\Phi(x_2)] - \right.$$
$$\left. -\frac{2}{\sqrt{\pi}}\left(x_2 e^{-x^2{}_1} + x_1 e^{-x^2{}_2}\right)\right\}, \qquad (4\text{-}20)$$

где

$$x_1 = \frac{\Omega_в+\delta\omega}{\sqrt{2}\,\omega_{m\,эфф}}; \quad x_2 = \frac{\Omega_в-\delta\omega}{\sqrt{2}\,\omega_{m\,эфф}};$$

$\Phi(x)$ — ннтеграл вероятности.

Учитывая, что для полезного сигнала

$$P_с = \gamma^2{}_0 S^2{}_{ч.д}\frac{\omega^2{}_{mc}}{2},$$

и подставляя значения мощностей сигнала и помехи в (4-18), легко получить выражения для защитных отношений.

Уравнение (4-20) пригодно также для варианта, когда модулированы как полезная, так и мешающая станции. Но в этом случае вместо $\omega_{m\,эфф}$ нужно подставлять:

$$\omega_{m\,эфф} = \sqrt{\omega^2{}_{mc.эфф} + \omega^2{}_{mм.эфф}},$$

где $\omega_{mc.эфф}$ и $\omega_{mм.эфф}$ — эффективные девиации частоты полезной и мешающей станций.

На рис. 4-11 показаны теоретические кривые защитных отношений, рассчитанные для паузы и при наличии передачи полезной

станции. При расчете учтена псофометрическая кривая. Из полученных результатов вытекает интересная особенность действия помех от соседних станций. При малых расстройках наиболее заметны помехи в паузе полезной модуляции. При больших расстройках ($\delta f >$ >120 кГц) помехи в паузе становятся менее заметными, но на пиках полезной модуляции появляются искажения. Эта особенность подтверждается экспериментальным путем и имеет ясное физическое объяснение. В паузе полезной модуляции спектр мешающего сиг-

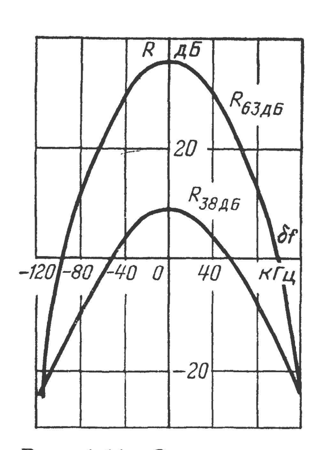


Рис. 4-11. Защитные отношения, рассчитанные для паузы ($R_{63дБ}$) и при наличии модуляции ($R_{38дБ}$) полезной радиостанции.

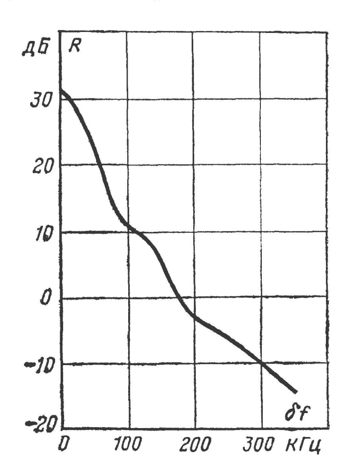


Рис. 4-12. Кривая защитных отношений при УКВ приеме, рекомендуемая МККР.

нала при $\delta f > 120$ кГц лежит вдали от полезной несущей и его составляющие практически не создают биений в области звуковых частот. Но на пиках модуляции полезного сигнала частота несущей в некоторые моменты приближается к спектру помехи, что приводит к образованию на выходе приемника паразитных составляющих, искажающих сигнал.

Защитные отношения являются основой для планирования сетей радиовещания. Знание их позволяет так разместить радиостанции, чтобы, с одной стороны, обеспечить возможность достаточно качественного приема в любой зоне и, с другой стороны, практически исключить возможность взаимных помех.

На рис. 4-12 показана кривая защитных отношений для радиовещания в УКВ диапазоне с максимальной девиацией частоты 50 кГц. Защитные отношения, соответствующие этой кривой, обеспечивают удовлетворительный прием в течение 99% времени. Как видно из графика, защитное отношение для случая, когда обе станции работают на одной частоте, равно 32 дБ, а для станций, различающихся по частоте на 180 кГц, равно нулю. Последнее означает, что обе станции могут создавать в точке приема одинаковую напряженность поля, не создавая взаимных помех.

В заключение настоящего параграфа отметим две особенности действия помех от соседних станций в УКВ диапазоне.

Первая особенность состоит в том, что величина помех мало зависит от вида программы, передаваемой мешающей радиостанцией, и определяется в основном полосой частот, воспроизводимой приемником, т. е. частотой $F_в$. Чем выше $F_в$, тем выше требуемое защитное отношение, так как зона, в которой создаются помехи, становится шире.

Второй особенностью является то, что «идеальный» ЧМ приемник, полностью подавляющий паразитную АМ, не должен реагировать на помехи, если спектры сигнала и помехи разнесены больше, чем на величину $F_в$. С этой точки зрения селективность для ЧМ приемника не нужна, он все равно не примет удаленных по частоте радиостанций.

Однако это справедливо, лишь тогда, когда помеха слабее сигнала. Если помеха по своей интенсивности приближается к сигналу, то, как мы уже видели (§ 4-1), паразитная АМ приближается к 100%, а выброс частоты стремится к бесконечности. Такой сигнал реальный приемник не может принять без искажений. Поэтому роль селективности при приеме ЧМ сигналов сводится к тому, чтобы ослабить помеху, получить $k \ll 1$ и тем самым дать возможность продетектировать результирующее колебание без искажений полезного модулирующего сигнала. Одним из основных условий при этом является высокая степень подавления паразитной АМ.

4-7. Интерференционные помехи

Одной из реальных помех при приеме УКВ радиовещания является интерференцированная помеха. Она наиболее вероятна в городах, где существует много объектов, которые могут стать источниками отражений электромагнитной энергии. Кроме того, возможен также прием лучей, отраженных от земли и от верхних слоев атмосферы. При действии интерференционной помехи на вход приемника поступают несколько лучей — прямой и отраженные.

Рассмотрим простейший случай, когда на входе имеются два луча, а несущая передатчика не модулирована (рис. 4-13). Отраженный луч U_2 обычно меньше прямого U_1 по амплитуде в k раз, а его фаза отличается от фазы прямого луча на величину $\varphi_з = \omega_0 \tau$, где τ — время запаздывания. Результирующий вектор U оказывается сдвинутым на некоторый угол ψ.

Теперь представим себе, что радиостанция модулирована чистым тоном с частотой F и девиацией частоты f_m. Отраженный сигнал в этом случае отличается от прямого не только амплитудой и фазой, но и значением частоты, так как фаза модулирующего сигнала отличается на

$$\Phi = \frac{F}{2\pi} \tau = \Omega\tau.$$

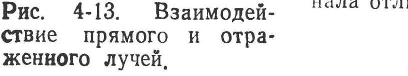


Рис. 4-13. Взаимодействие прямого и отраженного лучей.

Следовательно, в каждый момент времени частоты вращения векторов $\mathbf{U}_1$ и $\mathbf{U}_2$ отличаются друг от друга. А это ведет к образованию биений с разностной частотой. Образовавшаяся разностная частота, однако, не постоянна. Закон ее изменения легко определить:

$$\Delta F = f_m \left[\cos \Omega t - \cos (\Omega t + \Phi)\right] = 2 f_m \sin \frac{\Phi}{2} \sin \left(\Omega t + \frac{\Phi}{2}\right). \quad (4\text{-}21)$$

Как видно из (4-21), частота биений меняется периодически с частотой Ω, а абсолютная величина ее колеблется между нулем и $2 f_m \sin \frac{\Phi}{2}$.

Таким образом, на входе частотного детектора появляется паразитная ЧМ с переменной частотой. Паразитная девиация несущей частоты будет тем больше, чем больше k, и при $k \to 1$ эта девиация стремится к бесконечности в соответствии с уравнением (4-3в).

Кроме того, при сложении двух колебаний с разными частотами образуется паразитная АМ. Коэффициент АМ стремится к единице при $k \longrightarrow 1$, в соответствии с уравнением (4-3а).

В практических условиях k, φ и Φ все время меняются и соответственно меняется характер возникающих помех. От паразитной АМ можно избавиться применением эффективного подавления АМ за счет глубокого амплитудного ограничения. Паразитная ЧМ не отличается от полезной модуляции и в те моменты, когда ее частота находится в пределах полосы воспроизводимых звуковых частот, избавиться от нее невозможно.

Оценим примерную величину интерференционной помехи для случая, когда $\Phi = 180°$. При этом $\Delta F = 2 f_m \cos \Omega t$. Сдвиг фаз несущей φ_3 примем кратным 360°. Складывая напряжения от прямой и отраженной волн, можно получить выражение для частотной модуляции в виде

$$\omega - \omega_0 = \omega_m \left[\cos \Omega t + \Delta_1 \cos \left(\Omega t + \frac{\pi}{4}\right) + \right.$$
$$\left. + \Delta_3 \cos 3 \left(\Omega t + \frac{\pi}{4}\right) + \ldots \right]. \quad (4\text{-}22)$$

Из уравнения (4-22) видно, что в результате прихода отраженного луча появляются амплитудно-частотные и нелинейные искажения закона модуляции. В рассматриваемом примере, когда $\varphi_3 = 2k\pi$, $\Phi = 180°$, возникают только нечетные гармоники. В общем случае могут появиться и четные гармоники частоты модуляции.

Коэффициенты Δ_n в формуле (4-22) выражаются сложными соотношениями

$$|\Delta_n| = \frac{n}{2\beta} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^i \frac{k^i}{i} J_n (2i\beta).$$

При $k \leqslant 1$ это выражение может быть упрощено:

$$|\Delta_n| \approx \frac{nk}{2\beta} J_n (2\beta). \quad (4\text{-}23)$$

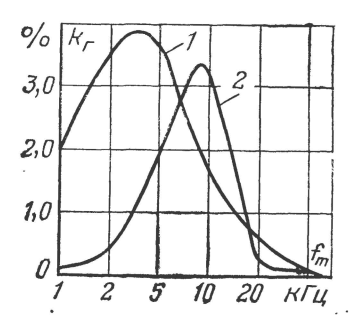


Рис. 4-14. Нелинейные искажения при приеме прямого и отраженного лучей ($k=0,1$; $F_в=15$ кГц; $\varphi_з=0$; $\psi=180°$).
1 — $F=1$ кГц; *2* — $F=5$ кГц.

На рис. 4-14 показана зависимость коэффициента гармоник от девиации частоты для двух частот модуляции. Видно, что даже при таком малом коэффициенте отражения искажения довольно заметны. Характерно также, что величина этих искажений может быть максимальной при довольно малых девиациях частоты.

Для получения высокого качества УКВ приема необходимо уделять внимание расположению антенны и, в частности, стараться применять направленные антенны.

Особенностью приема УКВ радиовещания по сравнению с телевизионным является то, что при радиовещательном приеме труднее оценить интерференционные искажения. При приеме телевидения они хорошо заметны в виде так называемых «повторов» изображения. При радиовещательном УКВ приеме эти искажения создают общее ухудшение качества звучания и радиослушателю трудно выявить их и оценить величину. Поэтому в УКВ приемниках начинают применяться специальные «индикаторы многолучевого приема». О некоторых вариантах таких индикаторов будет рассказано в гл. 8.

Глава пятая

ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО УКВ ПРИЕМНИКА

5-1. Типовая структурная схема радиовещательного приемника и его параметры

До последнего времени в связи с незначительным развитием УКВ радиовещания приемники, имеющие только УКВ диапазон, промышленностью не выпускались. Согласно ГОСТ 5651-64 обязательный состав диапазонов по классам приемников был высший, I и II классы — ДВ, СВ, КВ, УКВ, III класс — ДВ, СВ, УКВ; IV класс — ДВ, СВ. Новый ГОСТ 5651-76 разрешает сокращать число диапазонов во всех классах, кроме высшего.

Типовая структурная схема приемника, содержащего диапазоны АМ (ДВ, СВ, КВ) и диапазон ЧМ (УКВ), показана на рис. 5-1.

Приемник содержит тракт сигнала принимаемой частоты — блок УКВ (*1*) для диапазона ЧМ и блок КСДВ (*2*) для диапазонов АМ. После преобразования частоты в этих блоках сигнал поступает на совмещенный усилитель промежуточной частоты *3*, контуры которого настроены на две промежуточные частоты. Для УКВ это 10,7 МГц, для диапазонов АМ — 465 кГц. При приеме в УКВ диапазоне детектирование осуществляется частотным *4*, а при приеме в диапазонах АМ — амплитудным детектором *5*. Сигналы низкой (звуковой) ча-

стоты после усилителя *6* поступают на акустическую систему. Антенны для диапазонов УКВ и АМ делаются отдельными, за исключением переносных приемников, где УКВ антенна, как правило, объединяется со штыревой КВ антенной.

В последние годы наметился отход от использования совмещенного УПЧ. Это вызвано, с одной стороны, уменьшением стоимости транзисторов и, с другой стороны, появлением интегральных микросхем (ИМС). Типовая структурная схема приемника с применением ИМС и раздельным УПЧ показана на рис. 5-2.

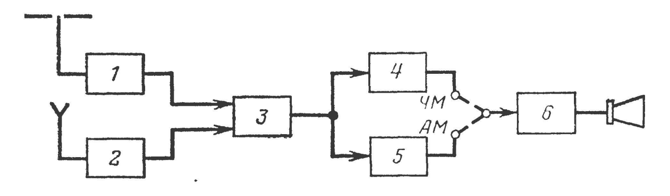


Рис. 5-1. Структурная схема всеволнового радиовещательного приемника с совмещенным УПЧ.

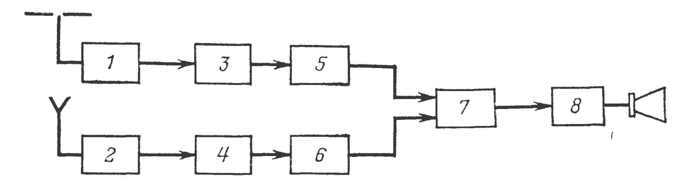


Рис. 5-2. Структурная схема приемника с раздельным УПЧ.

1 — блок УКВ; *2* — блок КСДВ; *3* — фильтр сосредоточенной селекции (ФСС) ЧМ тракта; *4* — ФСС АМ тракта; *5* — тракт ПЧ ЧМ с детектором; *6* — тракт ПЧ АМ с детектором; *7* — предварительный усилитель звуковых частот; *8* — оконечный усилитель.

УКВ блок и блок КСДВ делаются, как правило, не в интегральном исполнении (из-за большого числа настроечных элементов и катушек индуктивности). На входе трактов ПЧ устанавливаются полосовые фильтры с высокой селективностью; обычно — пьезокерамические фильтры. УПЧ и детектор большей частью представляют собой единую ИМС, а усилитель звуковой частоты — самостоятельную. Оконечные каскады пока редко применяются в интегральном исполнении, из-за большой рассеиваемой мощности. Однако в ближайшем будущем ожидается серийный выпуск ИМС повышенной мощности, которые можно будет использовать в оконечных каскадах усиления звуковой частоты.

Характерным для последних лет является расширение выпуска так называемых «тюнеров» и «тюнеров-усилителей».

Тюнер (настроечное устройство) представляет собой высокочастотную часть приемника, включающую в себя тракты принимаемой и промежуточной частот и детектор. Часто на выходе тюнера ставят каскад усиления звуковой частоты или эмиттерный повторитель для того, чтобы подключение тюнера к другим устройствам не изменяло режима детектора.

В этом случае тюнер можно рассматривать как «источник радиовещательных программ» так же, как электропроигрыватель является источником программ, записанных на грампластинку, а магнитофонная панель — программ, записанных на магнитную ленту.

Имея дома высококачественный усилитель звуковой частоты с акустической системой, слушатель избавлен от необходимости покупать приемник, электрофон, магнитофон. Он может постепенно приобретать источники музыкальных программ, используя их, как показано на рис. 5-3.

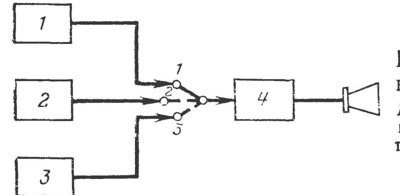


Рис. 5-3. Упрощенная структурная схема радиокомплекса.

1 — тюнер; **2 — магнитофонная панель**; *3* — проигрыватель; **4 — усилитель звуковых частот.**

Поскольку приобретая такой комплекс аппаратуры, слушатель обычно заботится о высококачественном воспроизведении звука, промышленность в ряде стран, в том числе в Советском Союзе, начала выпуск тюнеров, содержащих только УКВ диапазон. Следует ожидать, что УКВ тюнеры высокого качества приобретут со временем большую популярность, так как при относительно небольшой стоимости обеспечивают в комплекте с трактом звуковой частоты высококачественное и свободное от помех звучание. Такие тюнеры выпускаются, как правило, в стереофоническом варианте.

Тюнер-усилитель представляет собой комбинацию тюнера с усилителем звуковой частоты. Он может подключаться практически к любой акустической системе.

Параметры радиовещательного приемника (тюнера) можно разбить на три основные группы.

1. Параметры, определяющие чувствительность приемника, т. е. его способность принимать достаточно слабые сигналы.

2. Параметры, характеризующие помехоустойчивость приемника, т. е. его способность не реагировать (или почти не реагировать) на всевозможные посторонние помехи.

3. Параметры, определяющие качество звучания, т. е. способность приемника принимать и воспроизводить радиовещательные программы с допустимыми искажениями.

Кроме того, качество приемника характеризуется рядом дополнительных свойств, таких как удобство управления, надежность в работе и т. п. Следует заметить, что важность того или иного параметра приемника зависит от условий его использования, а также от требований, которые выдвигает радиослушатель.

Для высококачественного УКВ приема самыми главными являются параметры, определяющие качество звучания. Если прием предполагается производить при небольших расстояниях от УКВ передатчика (10—30 км), то чувствительность приемника не играет существенной роли. Однако, при очень сильных полях необходимо иметь хорошую помехоустойчивость приемника, так как возможно образование паразитных комбинационных частот приема (см. гл. 6). Особенно важно иметь высокую помехоустойчивость УКВ приемни-

ка при приеме внутри большого города, в условиях сильных помех, в частности от передатчиков телевидения.

Большое значение помехоустойчивость приемника приобретает и в том случае, когда прием производится на краю зоны обслуживания данной радиостанции или тем более за пределами зоны обслуживания. При слабых полях отношение сигнал/шум на входе приемника становится небольшим, преимущества ЧМ выражены не так ярко и особенно важно обеспечить хорошее подавление шума и мешающих сигналов.

В условиях слабых полей важную роль играет чувствительность приемника. Для ориентировки укажем примерные цифры. Напряженность поля на краю зоны обслуживания 200—250 мкВ/м. В помещении (железобетонная кладка) поле падает примерно на 20 дБ, т. е. доходит до 20 мкВ/м. Применяя сложные многоэлементные приемные антенны с хорошей направленностью и большой действующей высотой, получают удовлетворительные условия приема далеко за пределами зоны обслуживания. В этих условиях хорошая чувствительность приемника является важным фактором.

5-2. Чувствительность УКВ приемника

Два параметра характеризуют чувствительность приемника.

Чувствительность, ограниченная усилением или, как ее часто называют, «максимальная чувствительность»—минимальный уровень сигнала на входе приемника, необходимый для того, чтобы получить на его выходе заданную выходную мощность.

Реальная чувствительность — минимальный уровень сигнала на входе радиоприемника, необходимый для того, чтобы создать на его выходе при заданной мощности определенное (предельное) отношение сигнал/шум, обеспечивающее удовлетворительное качество приема.

При УКВ приеме основным параметром приемника является реальная чувствительность, так как прием художественного вещания имеет смысл только при достаточно малом уровне шума.

За предельное отношение сигнал/шум в странах, где принята максимальная девиация частоты ±50 кГц, берется значение 26 дБ, в странах, принявших девиацию ±75 кГц — 30 дБ. В СССР уровень модуляции при измерении реальной чувствительности принимается равным 30%, т. е. девиация частоты ±15 кГц.

Так как получение большого усиления в тракте приемника не является в настоящее время серьезной проблемой, то достижение высокой реальной чувствительности — это борьба за уменьшение уровня шума в приемнике при слабых сигналах.

Реальная чувствительность радиовещательного УКВ приемника определяется формулой

$$\varepsilon_A = 2\sqrt{R_A P_A}, \qquad (5\text{-}1)$$

где R_A — сопротивление антенны, согласованной со входом приемника (обычно R_A=75 Ом, см. § 6-1); P_A — мощность сигнала, поступающего на вход приемника, при котором на его выходе обеспечивается заданное отношение сигнал/шум, равное 26 дБ.

Приближенное определение величины P_A производится по формуле

$$P_A \approx 4kT_0 \Delta f_ш (F^{пр} + t^A - 1),$$

где $k=1{,}38\cdot10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; $T_0=300$ К — температура; $\Delta f_ш$ — шумовая полоса пропускания высокочастотного тракта приемника, примерно равная полосе пропускания этого тракта, измеренной по уровню 0,7; $F_{ПР}$ — коэффициент шума приемника: t_A — относительная эффективная шумовая температура антенны, учитывающая прием шумового излучения космического пространства, атмосферы Земли и ее поверхности. Можно считать, что на частоте 70 МГц $t_A \approx 5$. Для «нешумящего» приемника ($F_{ПР}=1$) значение реальной чувствительности определяется только шумом антенны. Расчет для этого случая по (5-1) дает значение $\varepsilon_A=1{,}9$ мкВ. Действующая норма ГОСТ на чувствительность приемников высшего класса составляет 2,5 мкВ. Таким образом, заметного улучшения реальной чувствительности приемников в УКВ диапазоне без применения специальных мер ожидать не приходится.

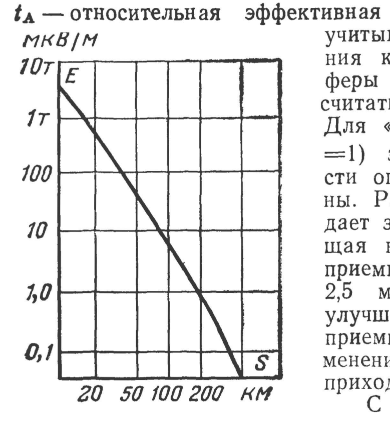


Рис. 5-4. Типовой график зависимости напряженности поля в УКВ диапазоне от расстояния до радиостанции.

С другой стороны, можно показать, что дальнейший рост чувствительности УКВ приемника не принесет значительных выгод с точки зрения увеличения радиуса удовлетворительного приема. На рис. 5-4 показан типовой график изменения напряженности поля в УКВ диапазоне при удалении от передатчика. График построен для мощности передатчика 4 кВт, высоты передающей антенны 150 м и приемной — 10 м.

За зоной прямой видимости (около 70 км) напряженность поля быстро убывает и повышение чувствительности приемника лишь не-

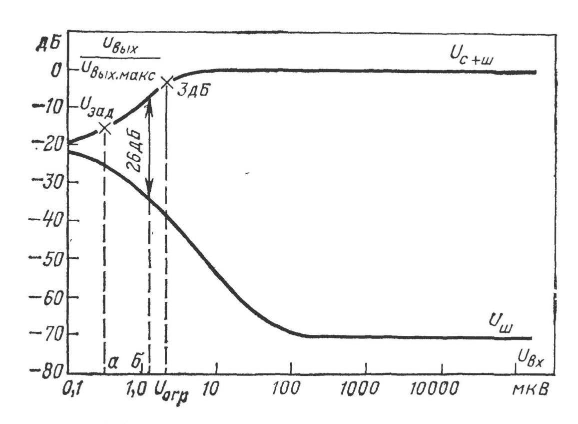


Рис. 5-5. Характеристика зависимости напряжений сигнала и шума на выходе УКВ приемника от напряжения на входе.

значительно увеличивает радиус обслуживания. В зоне же прямой видимости реальная чувствительность приемника — 2—3 мкВ, как правило, достаточна. В случае необходимости более экономичным оказывается не увеличение чувствительности приемника, а применение более совершенной антенной системы.

Часто для определения чувствительности приемника пользуются характеристиками, показанными на рис. 5-5. Входной сигнал, при котором достигается напряжение $U_{зад}$, соответствующее заданной выходной мощности, определяет максимальную чувствительность. Таким же образом при достижении отношения $U_{с+ш}/U_{ш}=20$, т. е. 26 дБ, определяется реальная чувствительность приемника. Когда выходное напряжение почти достигает предельного значения (меньше на 3 дБ), отмечается значение $U_{огр}$ — напряжение амплитудного ограничения.

Наконец, кривые рис. 5-5 дают значение предельного отношения сигнал/шум при больших сигналах, которое является одним из параметров, характеризующих качество звучания приемника.

5-3. Помехоустойчивость УКВ приемника

Основными параметрами, определяющими помехоустойчивость УКВ приемника, являются: селективность по зеркальному каналу приема; селективность по промежуточной частоте; селективность по соседнему каналу; подавление паразитных каналов приема; устойчивость к перекрестным искажениям.

Селективность по зеркальному каналу определяется линейной избирательностью блока УКВ и измеряется как отношение входных сигналов на частоте зеркального ($f=f_г+f_{пч}$) и полезного ($f=f_г-f_{пч}$) каналов, создающих одинаковую мощность на выходе приемника. Если напряжение на выходе приемника одинаково при подаче на его вход полезного сигнала 5 мкВ или зеркального 5 мВ, то селективность по зеркальному каналу составляет 60 дБ (1000 раз). Как будет показано в § 5-4, этот параметр особенно важен в случае, когда приемник находится в зоне действия четвертого или пятого телевизионных каналов и его значение желательно иметь выше 70 дБ. В остальных случаях селективность по зеркальному каналу 30—40 дБ является приемлемой.

Селективность по промежуточной частоте — отношение входных сигналов на частоте, равной промежуточной, и на частоте полезного сигнала, создающих одинаковую мощность на выходе приемника. Этот вид селективности определяется линейной избирательностью блока УКВ с учетом паразитных путей прохождения промежуточной частоты, помимо УКВ блока. Селективность по промежуточной частоте показывает, насколько приемник защищен от мешающего действия коротковолновых радиостанций, работающих на частотах, близких к промежуточной, обычно 10,7 МГц.

Если приемник находится вдали от УКВ передатчика, но недалеко от такой коротковолновой станции, желательно иметь большую селективность по промежуточной частоте, вплоть до 100 дБ. Однако вероятность столь неблагоприятной ситуации весьма невелика, и обычно можно удовлетвориться селективностью по промежуточной частоте около 60 дБ.

Селективность по соседнему каналу — весьма важный параметр при расположении приемника вблизи границы зоны обслуживания, когда поле полезной радиостанции слабое, примерно равно полю

радиостанции, обслуживающей соседнюю зону. Поскольку разность несущих частот этих радиостанций может быть всего 120 кГц при одинаковых или 180 кГц при разных программах, возникновение взаимных помех вполне возможно, если не обеспечена достаточная селективность приемника по соседнему каналу.

Простейшим общим методом измерения селективности приемника по соседнему каналу является односигнальный метод. При использовании этого метода на вход приемника подается поочередно сигнал на полезной и мешающей частотах и определяются значения $U_{вх.пол}$ и $U_{вх.м}$, создающие один и тот же заданный сигнал на выходе. Модуляция обоих сигналов при этом одинаковая. Избирательность приемника в этом случае $l = U_{вх.м}/U_{вх.пол}$.

При приеме ЧМ односигнальный метод не может дать результатов, отвечающих реальному действию мешающего сигнала. Так, если приемник работает в области амплитудного ограничения, то изменение в значительных пределах частоты входного сигнала практически не меняет уровень сигнала на выходе, несмотря на наличие селективности тракта. В современных УКВ приемниках, как отмечалось, ограничение амплитуды начинается с напряжения, соответствующего реальной чувствительности. Если измерить односигнальную селективность при столь малых входных сигналах, без ограничения амплитуды, то полученные данные не будут полностью характеризовать селективность приемника по соседнему каналу.

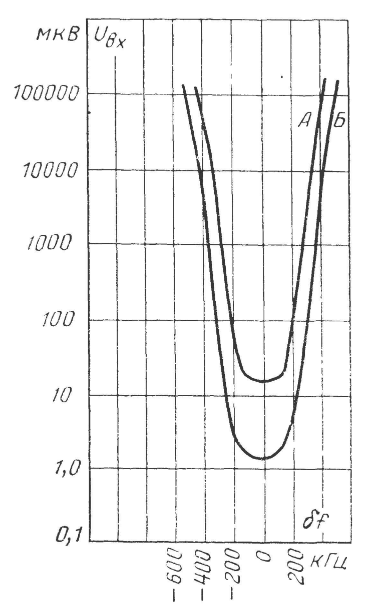


Рис. 5-6. Характеристики селективности УКВ приемника для двух значений входных сигналов.

Механизм подавления мешающего сигнала при приеме ЧМ достаточно сложен и зависит не только от формы резонансной кривой, но и от таких факторов, как подавление АМ и ширина S—кривой частотного детектора. В частности, реальная селективность зависит также и от уровня входного сигнала. Поэтому в настоящее время измерение селективности по соседнему каналу производится двухсигнальным методом.

На вход приемника одновременно подаются модулированные сигналы полезной и мешающей станций. Модуляция производится разными частотами, для того чтобы можно было отделить полезный эффект от мешающего. Затем уровень мешающего сигнала изменяется до тех пор, пока уровень помехи на выходе не станет равным —20 дБ (иногда —30 дБ) от уровня полезного сигнала. Селективность отсчитывается как отношение уровней мешающего и полезного входных сигналов. Подробно методика измерения двух-

сигнальной селективности при расстройках 120 и 180 кГц описана в [7].

Наиболее полное представление о селективности УКВ приемника по соседнему каналу дают характеристики, подобные изображенным на рис. 5-6. Они представляют собой кривые селективности, измеренной двухсигнальным методом при различных расстройках мешающего сигнала относительно полезного. Характеристики часто снимаются для нескольких значений полезного сигнала (кривые *А* и *Б* на рис. 5-6). Иногда измеряются более сложные характеристики селективности при действии трех сигналов — полезного и двух мешающих. Двухсигнальный и трехсигнальный методы измерения рекомендованы международными организациями МККР и МЭК.

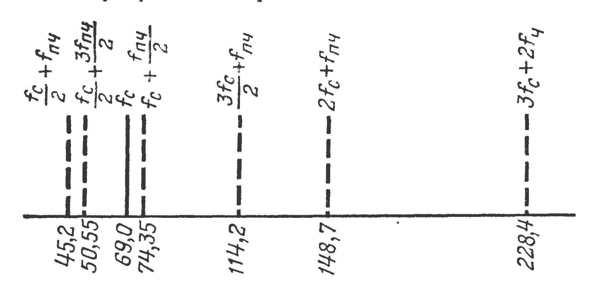


Рис. 5-7. Основные паразитные каналы приема в УКВ диапазоне (сплошная линия — полезный сигнал).

Подавление паразитных каналов приема — существенный параметр для приемника ЧМ, когда прием ведется в местности, где работают несколько УКВ радиостанций или имеются мощные передатчики телевидения и КВ вещания. Подавление паразитных каналов определяется линейностью тракта принимаемого сигнала. Вопросы защиты от помех по паразитным каналам приема рассмотрены в § 6-5, а методика измерений регламентирована ГОСТ 9783-71. На рис. 5-7 показаны основные паразитные каналы, которые следует учитывать при проверке качества УКВ приемника.

Перекрестные искажения при приеме ЧМ колебаний определяются в основном паразитной модуляцией частоты гетеродина под действием сильной мешающей радиостанции (например, телевизионного передатчика). Механизм возникновения перекрестных искажений при приеме ЧМ рассмотрен в § 6-6. Подавление перекрестной помехи в высококачественном УКВ приемнике должно достигать уровня —55÷—65 дБ.

5-4. Параметры, определяющие качество звучания

К параметрам УКВ тракта, определяющим качество звучания приемника, относятся: диапазон воспроизводимых частот; коэффициент гармоник; уровень шумов; уровень фона с антенного входа.

Диапазон воспроизводимых частот электрического тракта УКВ приемника должен обеспечивать прохождение практически всех звуковых частот. Для высококачественного приема он составляет 30—15 000 Гц (лучше 20—16 000 Гц) при неравномерности 2 дБ (см.

§ 1-2). Обеспечение такого диапазона обычно не вызывает серьезных трудностей. Для прохождения колебаний нижних частот после частотного детектора должны быть применены достаточно большие переходные емкости. Что касается колебаний на верхних звуковых частотах, то высокочастотный тракт их практически не подавляет, так как имеет полосу пропускания около 160 кГц, т. е. значительно большую, чем максимальная звуковая частота. В крайнем случае, после частотного детектора могут быть установлены корректирующие цепи.

Коэффициент гармоник для обеспечения незаметности нелинейных искажений достаточно иметь меньшим чем 2% (см. § 1-2). Акустические системы имеют частотные характеристики в виде сменяющих друг друга пиков и провалов. Неравномерность их характеристик при этом достигает 14 дБ (5 раз). Возможны случаи, когда основной звучащий тон попадает на провал, а его гармоники на пик характеристики, что увеличивает результирующий коэффициент гармоник. При этих условиях гарантию незаметности нелинейных искажений обеспечивает коэффициент гармоник электрического тракта не более 0,4%. В высококачественных УКВ приемниках стараются довести его величину до 0,15%, что гарантирует полную незаметность нелинейных искажений.

Уровень шума, как было показано в § 1-2, должен быть не больше —62 дБ. В высококачественных устройствах стараются достичь —70 дБ, конечно, при достаточно сильном входном сигнале приемника (обычно при 0,5—1,0 мВ), как показано на рис. 5-5. Это полностью гарантирует незаметность шума в паузе передачи.

Уровень фона с антенного входа в приемнике ЧМ колебаний определяется в основном паразитной девиацией частоты гетеродина под действием изменений напряжения питания и наводок с частотой сети, а также ее гармоник на элементы колебательного контура гетеродина. Поскольку максимальная девиация несущей частоты сигнала равна ±50 кГц, а девиация частоты гетеродина эквивалентна ей, то для достижения уровня фона —60 дБ необходимо, чтобы паразитная девиация частоты гетеродина была меньше, чем ±50 Гц. Другим источником фона является частотный детектор, на который могут действовать наводки напряжения сети.

В общем уровень фона с антенного входа сетевого УКВ приемника определяется качеством экранирования и развязки цепей питания. Для высококачественного приема он должен быть меньше —60 дБ.

5-5. Вторичные параметры УКВ приемника

Параметры, которые мы рассмотрели в предыдущих параграфах этой главы, часто называют потребительскими, в том смысле, что они непосредственно определяют ценность приемника для потребителя. Однако существует группа параметров, которые важны для специалистов, так как определяют качество схемы приемника и возможность получения от него высоких потребительских параметров. Эту группу параметров будем называть вторичными и самые важные из них рассмотрим ниже.

Подавление АМ—важнейший параметр, определяющий возможность получения высоких значений отношения сигнал/шум, селективности по соседнему каналу, устойчивости к многолучевому приему, нелинейным искажениям. Как уже отмечалось, при взаимодействии

сигнала и помехи образуется АЧМ колебание и от того, насколько удается подавить паразитную АМ, зависит помехоустойчивость приемника. В § 3-7 было показано, как паразитная АМ создает дополнительные искажения модулирующего сигнала.

Подавление АМ можно измерять «последовательным методом», т. е. подавать на приемник несущую, модулированную попеременно то по амплитуде, то по частоте. Отношение выходных напряжений при ЧМ (U_1) и АМ (U_2) определяет подавление АМ: $g=U_1/U_2$. Коэффициент модуляции при АМ и ЧМ должен быть одинаковым (обычно 30%).

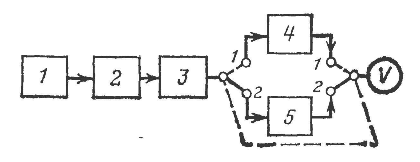


Рис. 5-8. Структурная схема одновременного метода измерения подавления АМ в приемнике ЧМ колебаний.

1 — генератор сигналов ЧМ-АМ; *2* — согласующее звено; *3* — приемник; *4* — полосовой фильтр 355—450 Гц (ПФ-1); *5* — полосовой фильтр 450—14 000 Гц (ПФ-2).

Недостатком метода является то, что подавление АМ измеряется только в одной точке, соответствующей средней частоте сигнала. В то же время, в реальных условиях частота сигнала все время меняется под действием полезной частотной модуляции. Для приближения к этим условиям применяют «одновременный метод» измерения подавления АМ. При измерениях по этому методу несущую одновременно модулируют по частоте и амплитуде, но разными частотами: по частоте — частотой 400 Гц с девиацией ±50 кГц, по амплитуде — частотой 1000 Гц с коэффициентом модуляции 30%. На выходе приемника устанавливают полосовые фильтры, как показано на рис. 5-8.

Измерения производят следующим образом. Вначале включают только ЧМ сигнал и на выходе фильтра ПФ-1 устанавливают номинальное напряжение $U_н$, а на выходе ПФ-2, пропускающего колебания с частотой 1000 Гц и все дополнительно образующиеся звуковые частоты, измеряют эффективное суммарное напряжение гармоник U_1. Затем, не снимая ЧМ, включают АМ сигнал и на выходе фильтра ПФ-2 измеряют суммарное напряжение U_2, создаваемое частотой 1000 Гц, гармониками частот 400 Гц и 1000 Гц и комбинационными частотами. Подавление АМ определяется по формуле

$$g=\frac{U_н}{\sqrt{U_2^2-U_1^2}}.$$

Подавление АМ может также измеряться осциллографическим методом, который дает малую точность измерения, но весьма удобен при настройке из-за его наглядности [8].

Уровень полного ограничения — параметр, который показывает, насколько полно реализована возможность получения высокой реальной чувствительности приемника. Его определяют, как входное напряжение, при котором выходное напряжение на 3 дБ (иногда на 1 дБ) ниже максимального. Если уровень полного ограничения низок (равен или меньше реальной чувствительности), то АМ шумы прак-

тически подавлены. Если уровень ограничения лежит значительно выше, то за счет снижения этого уровня (например, увеличивая усиление тракта промежуточной частоты) можно выиграть в реальной чувствительности.

Коэффициент захвата имеет особое значение как параметр приемника ЧМ колебаний. Он измеряется для случая, когда несущие частоты сигнала и помехи равны. Поскольку линейная избирательность приемника при этом отсутствует, коэффициент захвата характеризует качество тракта приемника ЧМ колебаний с точки зрения подавления мешающего сигнала в образовавшемся из сигнала и помехи АЧМ колебании.

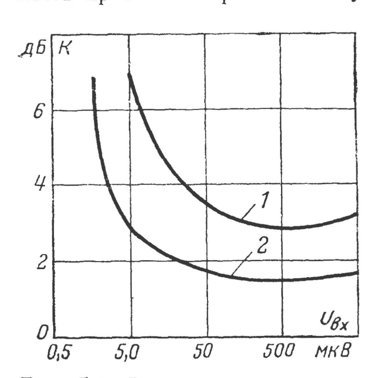


Рис. 5-9. Типичные кривые коэффициента захвата.

Методика определения коэффициента захвата заключается в следующем: на вход приемника подается модулированная помеха заданной величины и измеряется выходное напряжение $U_{вых}$. Затем на этой же частоте вводится немодулированный полезный сигнал. Его напряжение увеличивается до значения $U_{вх1}$, соответствующего моменту, когда выходное напряжение помехи уменьшится на 1 дБ. Это момент начала подавления помехи полезным сигналом. Затем величина полезного сигнала продолжает увеличиваться, пока не достигается значение $U_{вх2}$, соответствующее уменьшению выходного напряжения помехи на 30 дБ. Это момент практически полного подавления помехи. Коэффициент захвата определяется формулой, дБ:

$$K = 10 \lg \frac{U_{вх2}}{U_{вх1}}.$$

Более совершенным будет тот приемник, в котором быстрее наступает подавление помехи полезным сигналом, т. е. приемник, имеющий меньшее значение коэффициента захвата.

При измерении коэффициента захвата рекомендуются следующие параметры модуляции помехи: частота 1000 Гц, девиация несущей 22,5 кГц. Расстройка несущих сигнала и помехи не должна превышать 100 Гц.

Коэффициент захвата полезно измерить при различных уровнях входных сигналов и построить кривую, подобную показанным на рис. 5-9. Как правило, с увеличением уровня сигнала коэффициент захвата сначала уменьшается, так как сказывается возрастание подавления АМ, а затем при сильных сигналах начинает увеличиваться из-за перегрузки тракта ЧМ. Хорошим коэффициентом захвата при среднем уровне сигнала следует считать 2—3 дБ (кривая *1*). В высококачественных приемниках его величина доходит до 1 дБ (кривая *2*). Меньшим коэффициентом захвата обладает приемник, имеющий значительное подавление глубокой АМ и широкую линейную часть характеристики частотного детектора (§ 7-5).

Глава шестая

ТРАКТ РАДИОЧАСТОТЫ УКВ ПРИЕМНИКА

6-1. УКВ антенны

Антенна приемника преобразует энергию электромагнитных волн в токи радиочастоты. При этом она позволяет принять электромагнитные волны преимущественно с того направления, где расположена полезная радиостанция. Это свойство, так называемая «пространственная селекция», позволяет ослабить мешающие сигналы станций, находящихся в других местах, а также уменьшить влияние отражений электромагнитных волн от посторонних предметов.

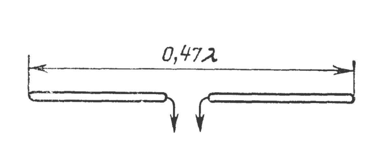


Рис. 6-1. **Линейный полуволновой вибратор.**

Рис. 6-2. **Диаграмма направленности полуволнового вибратора.**

Антенны радиовещательных приемников можно разделить на встроенные, комнатные и наружные. Следует сразу же заметить, что для высококачественного УКВ приема, в особенности стереофонического, лучше применять наружную антенну. Затраты на нее вполне окупаются повышением качества УКВ приема, в особенности в местах, удаленных от УКВ радиостанции.

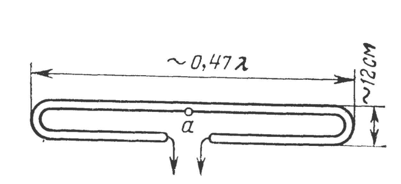


Рис. 6-3. **Петлевой вибратор.**

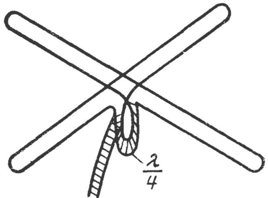


Рис. 6-4. Крестообразная антенна.

Простейшей УКВ антенной является **линейный полуволновой вибратор** (рис. 6-1). Он представляет собой два соосных металлических штыря или две трубки, суммарная длина которых несколько меньше половины длины принимаемой волны: $l \approx 0,47\lambda$, т. е. для средней частоты УКВ диапазона (69 МГц) $l \approx 2$ м. Входное сопротивление линейного полуволнового вибратора обычно принимается равным 75 Ом (теоретически оно равно 73,1 Ом), а действующая высота составляет $h_д = \lambda/\pi$ (для частоты 69 МГц, $h_д = 1,39$ м).

Диаграмма направленности горизонтального полуволнового вибратора в вертикальной плоскости круговая, а в горизонтальной имеет вид восьмерки, как показано на рис. 6-2.

Свойства, аналогичные линейному вибратору, имеет **«петлевой вибратор»** (рис. 6-3). Отличие состоит в том, что его входное сопротивление при $l \approx 0{,}47\lambda$ в 4 раза выше, чем у полуволнового, т. е. составляет около 300 Ом. Известным удобством является то, что середина верхней трубки (точка *а*) имеет нулевой потенциал и может быть использована для крепления к мачте.

При приеме сигналов УКВ радиостанций из различных направлений можно применять крестообразную или кольцевую антенну (рис. 6-4 и 6-5).

Крестообразная антенна обычно составляется из двух перпендикулярных петлевых или линейных вибраторов, соединенных четвертьволновым отрезком фидера. Сопротивление такой антенны в 2 раза меньше, чем одного вибратора, т. е. примерно 150 Ом (при использовании петлевых вибраторов). Диаграмма направленности почти круговая, а принимаемая мощность примерно на 30% меньше, чем у одиночного вибратора в направлении максимального приема.

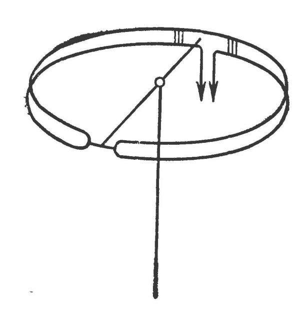


Рис. 6-5. Кольцевая антенна.

Кольцевая антенна представляет собой полуволновой вибратор, свернутый в круг. Диаграмма направленности круговая, а принимаемая мощность несколько меньше, чем у крестообразной антенны.

Для получения высокой чувствительности и направленности применяются многоэлементные *антенны типа «волновой канал»* (рис. 6-6). Такая антенна состоит из активного вибратора *а* с которого снимается сигнал, размещенного сзади него рефлектора *б* и расположенных спереди директоров *в*. Число директоров может быть от нуля (отсутствие директоров) до шести — семи. С увеличением числа директоров увеличивается направленность антенны и соответственно ее усиление в направлении максимального

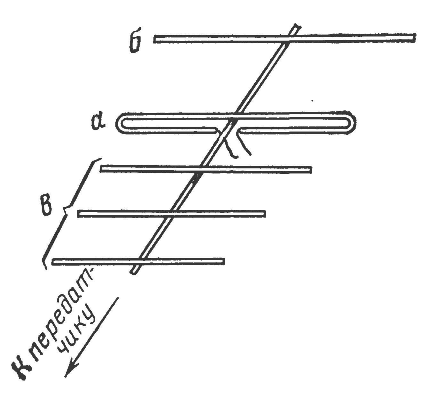


Рис. 6-6. Многоэлементная антенна типа «волновой канал».

Таблица 6-1

Тип антенны	$l_{вибр}$, см	$l_{рефл}$, см	$l_{дир}$, см	a_1, см	a_2, см	$R_{вх}$, Ом	K, дБ
Двухэлементная	186	230	—	120	—	240	3
Трехэлементная	202	237	174	63	43	80	5

приема. Сумму чисел активных вибраторов, рефлекторов и директоров называют числом элементов антенны.

В табл. 6-1 приведены основные размеры и параметры двух- и трехэлементных антенн типа «волновой канал» для приема УКВ радиовещания (K — коэффициент усиления по сравнению с линей-

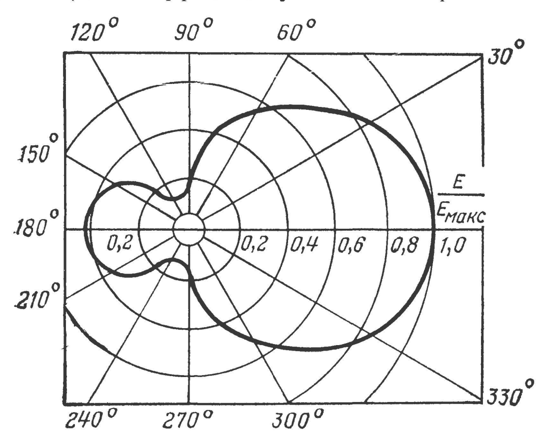


Рис. 6-7. Диаграмма направленности трехэлементной антенны типа «волновой канал».

ным полуволновым вибратором, a_1 — расстояние между активным вибратором и рефлектором, a_2 — между активным вибратором и директором). Антенны изготовлены из трубки диаметром 15 мм.

Преимуществом антенн типа «волновой канал» является их большая направленность (рис. 6-7). Она позволяет существенно

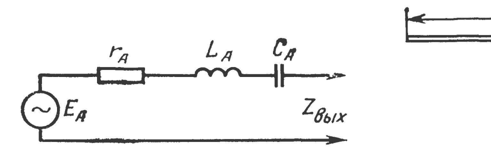


Рис. 6-8. Эквивалентная схема штыревой антенны.

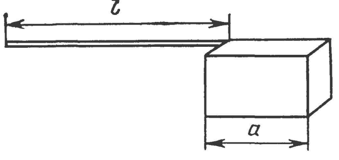


Рис. 6-9. Оптимальная длина штыревой антенны.

ослабить прием отраженных сигналов и тем самым уменьшить возникающие искажения (см. § 4-7).

В переносных приемниках для УКВ диапазона используется **антенна в виде несимметричного вибратора.** Обычно это та же штыревая антенна телескопического типа, которая применяется для приема на коротких волнах. Так как излучение УКВ передатчиков имеет горизонтальную поляризацию, то антенный штырь должен, для наилучшего приема, располагаться горизонтально. Поэтому в антенне, предназначенной для приема как в КВ, так и в УКВ диапазоне, часто имеется поворотный шарнир, позволяющий переходить от вертикального к горизонтальному расположению. Следует, однако, заметить, что при распространении электромагнитного поля в сложных условиях часто происходят изменения плоскости поляризации, поэтому горизонтальное положение антенного штыря не всегда является наиболее выгодным. Это положение, так же как и длину антенны, приходится выбирать опытным путем, исходя из качества приема.

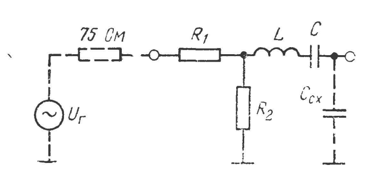


Рис. 6-10. Схема эквивалента антенны для измерений параметров УКВ приемника.

Штыревая антенна переносного приемника может быть представлена эквивалентной схемой, содержащей сосредоточенные элементы, как показано на рис. 6-8. Параметры этих элементов зависят не только от геометрических размеров антенны, но и от размеров корпуса приемника. Так, например, при длине корпуса приемника 25 см, длине штыря 100 см и среднем диаметре 6 мм элементы схемы рис. 6-8 в диапазоне частот 66—73 МГц принимают значения: r_A=

Таблица 6-2

a, мм	*l*, мм	R_1, Ом	R_2, Ом	*L*, мкГн	*C*, пФ
200—270	700—950	59	16	0,34	5,8
270—330	900—1050	50	25	0,50	6,0
330—500	1000—1200	28	47	0,78	5,4

=22 Ом; L_A=0,5 МкГн; C_A=5,5 пФ. При длине штыря меньше 1300 мм резонансная частота антенного контура лежит выше диапазона частот УКВ вещания, т. е. выходное сопротивление антенны носит емкостный характер. Связывая антенну с блоком УКВ и подбирая нужную индуктивность катушки связи, можно настроить антенный контур на среднюю частоту принимаемого диапазона.

В табл. 6-2 приведены данные оптимальной длины выступающей части штыря *l* в зависимости от величины наибольшей грани корпуса приемника *a* (рис. 6-9). Там же даны величины элементов эквивалента антенны, применяемых для измерения основных параметров блока УКВ и приемника в целом (согласно схеме рис. 6-10).

Следует заметить, что при расчете катушки связи антенны с входным контуром блока УКВ нужно учитывать емкость C_{cx}, в ко-

торую входит емкость проводов, идущих от антенны к блоку УКВ. Эта емкость должна быть минимальной (не более 10 пФ), в противном случае резонанс имеет место при очень малой индуктивности катушки связи. Конструктивно такая катушка трудно осуществима.

6-2. Блок УКВ. Его структурная схема

Блок УКВ является необходимой частью любого приемника с УКВ диапазоном, построенного по супергетеродинной схеме. Как правило, он конструктивно оформляется самостоятельным устройством.

Блок УКВ устанавливается на шасси приемника так, чтобы его вход был максимально приближен к выходу антенны, а выход находился в непосредственной близости от входа тракта промежуточной частоты.

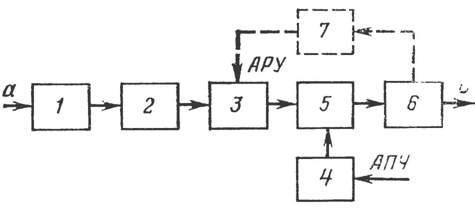


Рис. 6-11. Структурная схема блока УКВ.

1 — входная цепь; 2 — ограничитель амплитуды; 3 — усилитель высокой частоты (УВЧ); 4 — гетеродин; 5 — смеситель; 6 — фильтр ПЧ; 7 — АРУ.

Основные задачи, решаемые блоком УКВ: согласование входа приемника с антенной, от качества которого зависит чувствительность приемника; усиление сигналов принимаемой частоты до уровня, при котором существенно ослабляется влияние шумов преобразователя; преобразование принимаемой частоты в промежуточную с помощью гетеродина и смесителя; настройка на принимаемую радиостанцию путем перестройки частоты гетеродина и резонансной частоты усилителя; защита от приема нежелательных (паразитных) сигналов.

Таким образом, качество блока УКВ в значительной степени определяет общее качество приемника и его параметры.

Структурная схема блока УКВ показана на рис. 6-11. Входная цепь, служащая для согласования блока УКВ с антенной, является избирательной и защищает вход УВЧ от сильных посторонних сигналов, частоты которых лежат вне радиовещательного УКВ диапазона. В более совершенных блоках УКВ входная цепь перестраивается вместе с контурами УВЧ и гетеродина. В этом случае она пропускает без затухания только сигнал принимаемой радиостанции.

УВЧ служит для усиления принимаемого сигнала и осуществляет основную частотную селекцию полезного сигнала. Поэтому на входе смесителя оказывается практически только принимаемый сигнал. После преобразования фильтр ПЧ выделяет сигнал промежуточной частоты $f_{п.ч}=f_г-f_с$, где $f_г$ — частота гетеродина.

В блок УКВ обычно вводится цепь автоматической подстройки частоты гетеродина (АПЧ). Некоторые типы блоков имеют цепь

внутренней автоматической регулировки усиления (АРУ), помогающую предотвратить перегрузку смесителя и УВЧ при очень сильных сигналах (пунктир на рис. 6-11). С этой же целью в блок УКВ иногда вводят ограничители амплитуды (обычно диодные).

Блок УКВ тщательно экранируют от остальных узлов приемника и от окружающего пространства для ограничения влияния внешних полей на блок и защиты внешней области от излучения колебаний с частотой гетеродина и ее гармоник.

В пределах радиовещательного УКВ диапазона (65,8—73,0 МГц) при промежуточной частоте 10,7 МГц частота гетеродина приемника изменяется от 76,5 до 83,7 МГц, т. е. попадает в диапазон частот третьего телевизионного канала. Если излучение гетеродина во внешнее пространство достаточно велико, то приемник создает помехи приему телевидения. Поэтому в Советском Союзе установлена достаточно жесткая норма на излучение гетеродина: напряженность поля на частоте гетеродина и ее гармониках не должна превышать 150 мкВ/м на расстоянии 3 м от приемника. Для выполнения этой нормы приходится обращать серьезное внимание на экранирование блока, а также преграждать гетеродинному колебанию пути по электрическим цепям на вход приемника.

6-3. Входная цепь блока УКВ

Как уже отмечалось, входная цепь блока УКВ может быть неперестраиваемой или перестраиваемой.

Неперестраиваемая цепь применяется в недорогих моделях блоков УКВ и представляет собой резонансную систему низкой доброт-

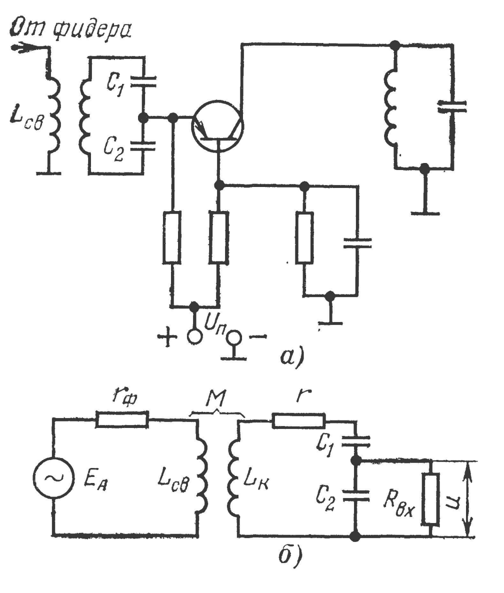


Рис. 6-12. Типовая схема входной цепи блока УКВ.

а — принципиальная схема; *б* — эквивалентная схема.

ности, полоса пропускания которой охватывает весь радиовещательный УКВ диапазон (65,8—73,0 МГц).

Дорогие модели имеют входную цепь с высокой добротностью (50—60), перестраиваемую вместе с резонансной системой УВЧ.

В стационарных приемниках обычно используется наружная антенна, настроенная на среднюю частоту диапазона (около 69 МГц). В этом случае ее сопротивление в пределах принимаемого УКВ диапазона можно считать чисто активным, как показано в § 6-1.

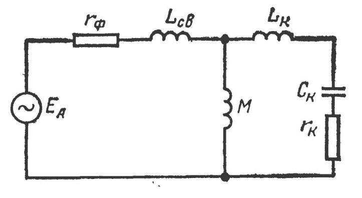


Рис. 6-13. Преобразованная эквивалентная схема входной цепи блока УКВ.

На рис. 6-12 показаны типовая принципиальная и эквивалентная схемы входной цепи блока УКВ стационарного приемника; $r_ф$ — волновое сопротивление кабеля, согласованного с антенной непосредственно или через согласующий трансформатор; $L_{св}$ и $L_К$ — индуктивности катушек связи и входного контура; r — активные потери; $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора УВЧ.

Эквивалентная схема рис. 6-12,*б* может быть преобразована в схему рис. 6-13, где

$$\left.\begin{aligned} C_К &= \frac{C_1}{1+\dfrac{C_1}{C_2}\dfrac{p^2}{1+p^2}}; \\ r_К &= r+\frac{R_{вх}}{1+p^2}; \\ p &= \omega R_{вх} C_2. \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}1)$$

Для максимальной передачи мощности во входной контур должно быть выполнено соотношение

$$r_ф \frac{(\omega M)^2}{r^2_ф+(\omega L_{св})^2} = r_К,$$

откуда легко определить оптимальную величину связи между контурами. Практика показывает, что она примерно равна $k_{св.опт} = 1/\sqrt{Q_э}$, где $Q_э$ — эквивалентная добротность входного контура с учетом всех вносимых сопротивлений. Так, при $Q_э=40$ $k_{св.опт} \approx 0{,}16$.

В переносных приемниках, когда антенная цепь настроена на среднюю частоту УКВ диапазона (§ 6-1), резонансная система на входе блока УКВ представляет собой двухконтурный полосовой фильтр, что обеспечивает лучшую селективность. Коэффициент связи между контурами в этом случае следует выбирать близким к критическому, определяемому уравнением

$$k_{кр} = \sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{1}{Q^2_1}+\frac{1}{Q^2_2}\right)},$$

где Q_1 и Q_2 — добротности первого и второго контуров.

Выбор критического коэффициента связи позволяет обеспечить, с одной стороны, достаточно равномерное усиление в полосе пропускания и, с другой, — хорошую селективность вне этой полосы. Полоса пропускания такой системы на уровне 0,7 равна:

$$\Delta f_{0,7} = \frac{f_0}{\sqrt{2}} \frac{Q_1 + Q_2}{Q_1 Q_2}.$$

Выбором емкостей C_1 и C_2 можно управлять эквивалентной добротностью Q_2 и соответственно полосой пропускания, которая должна перекрывать УКВ диапазон (65,8—73,0 МГц). Для уменьшения паразитной емкости $C_{пар}$, включенной параллельно катушке связи (рис. 6-14), соединение блока УКВ с антенной следует производить неэкранированными проводниками минимальной длины. Эта емкость

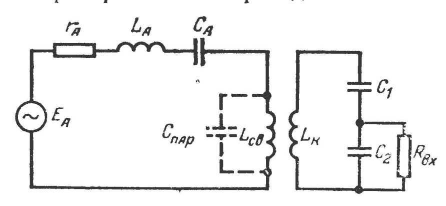


Рис. 6-14. Эквивалентная схема соединения антенны и входной цепи блока УКВ переносного приемника.

может быть скомпенсирована включением дополнительной емкости последовательно с $L_{св}$, но коэффициент передачи блока при этом уменьшается.

Настройка антенного контура в резонанс приносит заметную пользу только в случае, когда входная цепь блока УКВ неперестраиваемая. При перестраиваемой по диапазону и, следовательно, имеющей высокую селективность входной цепи влияние селективности антенного контура становится незначительным. Следует лишь стремиться к максимальной передаче мощности из антенного во входной контур.

В связи с этим нужно отметить, что согласование входной цепи по максимуму отдаваемой мощности не совпадает с условием максимального отношения сигнал/шум. Однако разница этих двух максимумов невелика и увеличение шума при согласовании по максимуму отдаваемой мощности незначительно.

6-4. Селективность по зеркальному каналу приема

При супергетеродинном приеме преобразователь выделяет кроме полезного сигнала с частотой

$$f_с = f_г - f_{пр}$$

зеркальный сигнал с частотой

$$f_{зерк} = f_г + f_{пр}.$$

Из приведенных выше выражений видно, что зеркальный сигнал отличается от полезного по частоте на $2f_{пр}$, или при $f_{пр} = 10,7$ МГц на величину 21,4 МГц. Если диапазон частот полезных сигналов равен 65,8—73 МГц, то диапазон частот зеркальных сигналов составляет 87,2—94,4 МГц. Почти весь он перекрыт частотами четвертого и пятого телевизионных каналов. На частотах 84,0—91,5 МГц излучают передатчики изображения, а на 91,75 МГц —

передатчики звукового сопровождения четвертого звукового телевизионного канала, на частотах 92,0—99,5 МГц передается изображение пятого телевизионного канала.

Обычно телевизионные и радиовещательные УКВ передатчики располагаются в одном здании, а их антенны — на одной опоре. Мощность телевизионного передатчика изображения в большинстве случаев в 4 раза превышает мощность радиовещательного передатчика звука. Однако спектр излучения передатчика изображения значительно шире полосы пропускания высокочастотного тракта приемника, поэтому зеркальную помеху может создать только узкая полоса частот из общего спектра телевизионного сигнала. Если считать полосу пропускания приемника равной 160 кГц, а мощность от полезного сигнала на входе принять за 0 дБ, то мощность зеркальной помехи, поступающей на вход приемника, будет зависеть от частоты настройки примерно так, как показано на рис. 6-15.

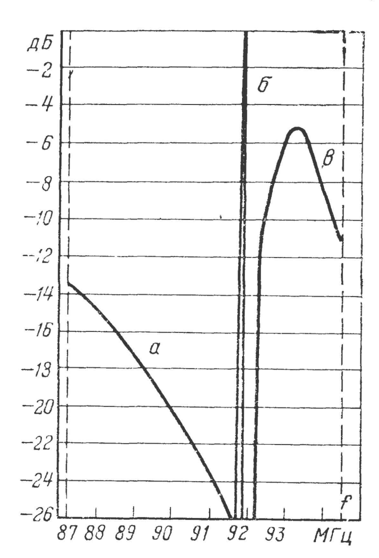


Рис. 6-15. Распределение мощностей телевизионных сигналов на входе УКВ приемника в диапазоне частот зеркальных сигналов.

Расчеты показывают, что в указанных условиях отсутствие паразитного приема гарантируется при селективности по зеркальному каналу, примерно равной 78 дБ.

Подавление зеркального канала при хорошем экранировании блока УКВ полностью определяется селективностью тракта от антенны до входа преобразователя частоты. Основную роль при этом, как правило, играет селективность УВЧ.

В табл. 6-3 приведены значения селективности по зеркальному каналу $\beta_{зерк}$ для основных схемных вариантов УКВ блока при различных полосах пропускания Δf тракта УВЧ (на уровне 6 дБ) и соответственно, различных добротностей Q перестраиваемых контуров (*1* — усилитель высокой частоты; *2* — преобразователь).

Если считать, что добротность перестраиваемого контура (с учетом шунтирующего действия элементов схемы) равна $Q=50$, селективность по зеркальному каналу может иметь значение 55 дБ при двух, 80—85 дБ при трех и 110 дБ при четырех перестраиваемых контурах (не считая контура гетеродина). Таким образом, желательно, чтобы высококачественный УКВ приемник имел блок УКВ не менее чем с тремя перестраиваемыми контурами.

Следует заметить, что существуют специальные, довольно сложные схемы преобразователей, позволяющие подавить зеркальный канал приема без применения большого числа перестраиваемых контуров [1].

Таблица 6-3

Схемы тракта УКВ	Δf, МГц	2,0	1,5	1,0
Рис. Т-6-3,*а*	Q	35	53	70
	$\beta_{зерк}$, дБ	53	59	65
Рис. Т-6-3,*б*	Q	44	65	87
	$\beta_{зерк}$, дБ	80	89	98
Рис. Т-6-3,*в*	Q	27	40	54
	$\beta_{зерк}$, дБ	74	83	92
Рис. Т-6-3,*г*	Q	32	48	64
	$\beta_{зерк}$, дБ	98	110	122

6-5. Паразитные каналы приема и способы их подавления

Кроме зеркального канала, при супергетеродинном УКВ приеме возникает целый ряд других паразитных каналов приема, являющихся результатом «неидеальности» преобразователя, нелинейности тракта УВЧ и наличия гармоник частоты гетеродина.

Смеситель можно рассматривать как нелинейный элемент, имеющий квадратичную характеристику

$$u_{вых} = a_0 + a_1 u_{вх} + a_2 u^2_{вх}. \qquad (6\text{-}2)$$

Представим входное напряжение смесителя суммой гармонических колебаний сигнала и гетеродина

$$u_{вх} = U_с \cos \omega_с t + U_г \cos \omega_г t.$$

Подставив это выражение в (6-2), после несложных преобразований получим:

$$u_{вых} = a_0 + a_2 \frac{U^2_с + U^2_г}{2} + a_1 (U_с \cos \omega_с + U_г \cos \omega_г t) +$$

$$+ a_2 \left(\frac{U^2_с}{2} \cos 2\omega_с t + \frac{U^2_г}{2} \cos 2\omega_г t \right) +$$

$$+ a_2 U_с U_г [\cos (\omega_с + \omega_г) t + \cos (\omega_с - \omega_г) t]. \qquad (6\text{-}3)$$

Постоянная составляющая, а также колебания с частотами $\omega_с$, $\omega_г$, $2\omega_с$, $2\omega_г$, $\omega_с + \omega_г$ не пройдут через тракт промежуточной частоты. На выходе окажется только напряжение

$$u_{пр} = a_2 U_с U_г \cos (\omega_с - \omega_г) t$$

при условии, что частота этого колебания равна промежуточной:

$$\pm (\omega_с - \omega_г) = \omega_{пр}.$$

Таким образом, через тракт промежуточной частоты пройдет полезный сигнал $\omega_г - \omega_с = \omega_{пр}$ и зеркальный $\omega_с - \omega_г = \omega_{пр}$.

Допустим, что напряжение гетеродина несинусоидально и содержит 2-ю гармонику частоты гетеродина, т. е. входной сигнал равен:

$$u_{вх} = U_с \cos \omega_с t + U_г \cos \omega_г t + U_{2г} \cos 2\omega_г t.$$

Нетрудно показать, что в этом случае, кроме составляющих, определяемых уравнением (6-3), образуются дополнительные

$$a_2 \frac{U^2_{2г}}{2}; \; a_2 U_г U_{2г} \cos \omega_г t; \; a_1 U_{2г} \cos 2\omega_г t; \; a_2 U_г U_{2г} \cos 3\omega_г t;$$

$$a_2 \frac{U^2_{2г}}{2} \cos 4\omega_г t; \; a_2 U_с U_{2г} \cos (\omega_с + 2\omega_г) t;$$

$$a_2 U_с U_{2г} \cos (\omega_с - 2\omega_г t).$$

Представляет интерес последняя составляющая, которая при $\pm(\omega_с - 2\omega_г) = \omega_{пр}$, т. е. $\omega_с = 2\omega_г \pm \omega_{пр}$ создает паразитные каналы приема.

В диапазоне принимаемых частот 65,8—73 МГц частота гетеродина меняется в пределах 76,5—83,7 МГц. Наличие 2-й гармоники гетеродина делает возможным паразитный прием в диапазонах 142,3—156,7 и 163,7—178,1 МГц.

Если в колебании гетеродина содержатся частоты $3\omega_г$; $4\omega_г$ и т. д., то создается возможность появления паразитных каналов на частотах

$$\omega = n\omega_г \pm \omega_{пр},\ \text{где } n=3;\ 4\ \ldots$$

Рассмотрим случай, когда каскад УВЧ создает нелинейные искажения, в результате которых появляется 2-я гармоника частоты сигнала, т. е.

$$u_{вх} = U_с \cos \omega_с t + U_{2с} \cos 2\omega_с t + U_г \cos \omega_г t.$$

Тогда в выходном сигнале в числе прочих появится составляющая $a_2 U_{2с} U_г \cos (2\omega_с - \omega_г) t$, создающая паразитный прием при выполнении соотношения $\pm (2\omega_с - \omega_г) = \omega_{пр}$, т. е.

$$\omega_с = \frac{\omega_г \pm \omega_{пр}}{2}.$$

Нетрудно посчитать, что это будут частоты 43,6—47,2 МГц и 32,9—36,5 МГц. При появлении 3-ей, 4-ой и т. д. гармоник паразитный прием может появиться на частотах

$$\omega_с = \frac{\omega_г \pm \omega_{пр}}{n},$$

где $n = 3;\ 4\ldots$

Наконец, если характеристика преобразователя частоты содержит кубический член и члены высших порядков

$$u_{вых} = a_1 u_{вх} + a_2 u^2_{вх} + a_3 u^3_{вх} + \ldots,$$

то создается возможность появления паразитных каналов, частоты которых определяются общим соотношением $n\omega_с + m\omega_г = \omega_{пр}$, где n и m — целые числа. Некоторые из этих каналов оказываются весьма опасными. Так, на основе предыдущих примеров нетрудно установить, что частота паразитного канала, соответствующего $n=-2$; $m=2$, т. е. $\omega_с = 2\omega_г - \omega_{пр}/2$, находится в пределах 71,15—78,35 МГц и частично лежит в принимаемом УКВ диапазоне, а частично в области третьего телевизионного канала.

Положение с паразитными каналами еще больше усложняется, если учесть, что на входе приемника могут действовать одновременно несколько мешающих сигналов, частоты которых мало отличаются от частоты полезного сигнала. В этом случае образуется множество комбинаций типа

$$n\omega_{с1} + n_2\omega_{с2} + \ldots + m\omega_г = \omega_{пр},$$

которые могут создать напряжение помехи на выходе приемника.

Паразитные каналы приема можно разделить на две группы.

Первая группа — каналы, образующиеся от сигналов радиостанций, частоты которых расположены вдали от возможной настройки приемника, т. е. вдали от радиовещательного УКВ диапазона. Борьба с такими каналами не представляет принципиальных затруднений.

Она заключается в обеспечении достаточно хорошей селективности входных цепей и тракта УВЧ блока УКВ. Если блок УКВ обеспечивает высокую селективность по зеркальному каналу, то можно считать, что он хорошо защищен от паразитных каналов, лежащих выше радиовещательного диапазона. Обычно при этом и для нижних каналов (ниже 60 МГц) обеспечивается достаточная селективность.

Вторая группа — паразитные каналы, образующиеся от сигналов, частоты которых находятся внутри или вблизи радиовещательного УКВ диапазона. Для сигналов с такими частотами селективность тракта УКВ мала, и они почти беспрепятственно попадают на вход преобразователя блока УКВ. Эти каналы наиболее опасны.

Приведем несколько примеров паразитных каналов второй группы, характерных для УКВ приема в большом городе.

Одновременный прием двух местных радиостанций. Канал образуется как комбинация

$$\pm(\omega_{c1}+\omega_{c2})\mp 2\omega_{г}=|\omega_{пр}|.$$

Если $f_{c1}=70{,}5$ МГц; $f_{c2}=72{,}0$ МГц, то нетрудно определить, что при $f_{пр}=10{,}7$ МГц паразитный канал появится на частоте настройки приемника 65,9 МГц. Это соответствует частоте гетеродина 76,6 МГц и получаем:

$$2\cdot 76{,}6-70{,}5-72{,}0=10{,}7 \text{ МГц}.$$

Так как частоты обеих радиостанций при этом складываются, то суммируются и модулирующие сигналы, т. е. прослушиваются одновременно обе радиостанции.

Появление рассмотренного паразитного канала показывает, что характеристика смесителя содержит член четвертого порядка $a_4u^4_{вх}$. В другом варианте она содержит член третьего порядка $a_3u^3_{вх}$, а напряжение гетеродина — 2-ую гармонику его основной частоты.

Возможен вариант, когда УВЧ имеет нелинейность второго порядка (образуется частота $\omega_{c1}+\omega_{c2}$), напряжение гетеродина содержит 2-ю гармонику, а характеристика смесителя — $a_3u^3_{вх}$. Но этот вариант для качественного блока УКВ маловероятен, так как колебания с частотой $\omega_{c1}+\omega_{c2}$, образовавшиеся в УВЧ, должны подавляться селективной системой, имеющейся перед смесителем.

Одновременный прием трех УКВ радиостанций. Преобразование частоты происходит по формуле

$$\pm(\omega_{c1}\pm\omega_{c2}\mp\omega_{c3})\mp\omega_{г}=|\omega_{пр}|.$$

Так, например, если $f_{c1}=66{,}0$ МГц; $f_{c2}=68{,}0$ МГц; $f_{c3}=70{,}5$ МГц, то паразитные каналы этого вида появятся на частотах $-f_{c1}+f_{c2}+f_{c3}=72{,}5$ МГц; $f_{c1}-f_{c2}+f_{c3}=68{,}5$ МГц. Канал с частотой $f_{c1}+f_{c2}-f_{c3}=63{,}5$ МГц оказывается лежащим вне радиовещательного УКВ диапазона.

Наиболее характерны две причины появления таких паразитных каналов. Первая — характеристика смесителя содержит член четвертой степени $a_4u^4_{вх}$. Вторая — характеристика УВЧ содержит член третьей степени $a_3u^3_{вх}$. Тогда в УВЧ образуются частоты $\omega_{c1}\pm\omega_{c2}\mp\mp\omega_{c3}$ и те из них, которые оказываются внутри диапазона 65,8—73 МГц, поступают на смеситель.

Одновременный прием двух радиостанций без помощи гетеродина по формуле $r(\omega_{c1}-\omega_{c2})=f_{пр}$, где r — целое число.

Этот канал может появиться, когда частоты передатчиков отстоят друг от друга на $f_{пр}/r$, например на $10{,}7/2=5{,}35$ МГц. При появлении такого канала практически весь диапазон УКВ приемника оказывается пораженным. Причиной возникновения канала является нелинейность смесителя, а именно наличие в его характеристике члена $a_{2r}u_{вх}^{2r}$.

Основной мерой для подавления паразитных каналов второй группы является применение смесителя с характеристикой, практически не содержащей членов выше второй степени, т. е. ограниченной квадратичным членом. Биполярный транзистор, часто применяющийся в качестве смесителя, мало пригоден для этой цели, так как имеет экспоненциальную характеристику, которая может быть разложена в бесконечный ряд вида

$$i_К = i_{К0} + i_{К1}u_Э + i_{К2}u^2_Э + \ldots,$$

где $i_К$ — ток коллектора; $u_Э$ — напряжение эмиттер — база.

Значительно лучшие результаты дает применение в качестве смесителя полевого транзистора, имеющего характеристику, близкую к квадратичной (например, КП-307). Для идеализированного полевого транзистора (сопротивление истока равно нулю) уравнение этой характеристики может быть записано в виде

$$I_с = I_н\left(1 - \frac{U_{з.и}}{U_0}\right)^2,$$

где $I_с$ — ток стока; $I_н$ — величина $I_с$ при $U_{з.и}=0$; $U_{з.и}$ — напряжение затвор — исток; U_0 — напряжение отсечки.

В реальных условиях наличие сопротивления истока (около 100—150 Ом) нарушает квадратичный характер зависимости. Все же применение полевого транзистора в качестве смесителя позволяет увеличить подавление паразитных каналов по крайней мере на 10—15 дБ по сравнению со смесителем на биполярном транзисторе.

Наиболее реальной мерой, позволяющей получить УКВ прием практически без паразитных каналов, является применение в качестве смесителей устройств перемножения, выходные напряжения которых описываются соотношениями

$$u_{вых}=ku_сu_г,$$

т. е.

$$u_{вых} = kU_сU_г\cos\omega_сt\cos\omega_гt =$$
$$= \frac{k}{2}U_сU_г[\cos(\omega_г - \omega_с)t + \cos(\omega_г + \omega_с)t]. \qquad (6\text{-}4)$$

Применение перемножителя позволяет создать «идеальный» смеситель, не создающий паразитных составляющих. Схема УКВ блока с интегральным перемножителем приведена в § 6-8.

Следует помнить, что паразитные каналы создаются также из-за несинусоидальности напряжения гетеродина и нелинейности УВЧ. Поэтому нужно тщательно отрабатывать режимы этих устройств. Полезно иметь на выходе гетеродина фильтр верхних частот, подавляющий гармоники частоты гетеродина (т. е. частоты от 150 МГц и выше).

6-6. Перекрестные помехи

Перекрестными помехами называют явление переноса модуляции сигнала мешающей станции на сигнал полезной станции. При этом мешающая станция слышна только при настройке на полезный сигнал, а при выключении полезного передатчика исчезает и помеха.

Перекрестные помехи — типичный вид искажений при приеме АМ колебаний. Причина их возникновения хорошо изучена. Они являются результатом появления в характеристике тракта высокой частоты нелинейности третьей, пятой и других нечетных степеней. Допустим, что полезный сигнал немодулирован, а мешающий сигнал модулирован на амплитуде, т. е. на вход поступает сигнал

$$u_{\text{вх}} = U_{\text{с}} \cos \omega_{\text{с}} t + U_{\text{м}} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_{\text{м}} t.$$

Характеристика тракта содержит кубический член $u_3 = a_3 u^3_{\text{вх}}$. Подставляя в него выражение для сигнала $u_{\text{вх}}$ и произведя тригонометрические преобразования, легко определить, что выходное напряжение содержит составляющую

$$u_{\text{вых}3} = \frac{3}{2} a_3 U_{\text{с}} U^2_{\text{м}} \left(1 + \frac{m}{2} + 2m \cos \Omega t + \right.$$
$$\left. + \frac{m}{2} \cos 2\Omega t\right) \cos \omega_{\text{с}} t,$$

т. е. несущая полезной станции оказывается промодулированной сигналом звуковой частоты мешающей станции. Никакие меры в дальнейшем не могут устранить эту помеху.

Защита от перекрестной модуляции при приеме АМ заключается в подавлении напряжения мешающей станции на входе приемника до того, как оно попадет на нелинейный элемент и создаст перекрестные искажения, и, конечно, в уменьшении самой нелинейности.

При приеме ЧМ нелинейность амплитудной характеристики не создает перекрестных помех, если приемник имеет хорошее подавление паразитной АМ. Однако здесь возникает совершенно другая причина их появления — «увлечение» помехой частоты гетеродина блока УКВ.

В блоке УКВ всегда существуют условия, при которых часть напряжения входного сигнала попадает в цепь гетеродина и оказывается приложенной к его колебательному контуру. Проникновение сигнала в контур гетеродина происходит или через цепь смесителя, или через паразитные емкостные и индуктивные связи, образующиеся в блоке из-за недостаточного экранирования отдельных цепей. В результате частота гетеродина изменяется, стремясь приблизиться к частоте сигнала. Если частоты гетеродина и сигнала близки, гетеродин может быть «захвачен» частотой сигнала, т. е. генерировать колебания с этой частотой. Если полного захвата не происходит, то создается лишь некоторое изменение («увлечение») частоты гетеродина. Но изменение частоты гетеродина равносильно изменению частоты сигнала, так как возникает частотная модуляция колебаний на промежуточной частоте. При этом явлении невозможно избавиться от перекрестной помехи.

Можно определить три зоны действия перекрестных помех при приеме ЧМ, условно показанные на рис. 6-16. На нем дана зависи-

мость амплитуды помехи на контуре гетеродина от ее частоты ($f_г$ — частота гетеродина).

Первая зона I охватывает участок, в котором частота помехи $f_м$ почти совпадает с частотой гетеродина. В этой зоне гетеродин полностью захватывается помехой ($f_г = f_м$). Ширину зоны можно определить по формуле

$$\Delta f = \frac{n}{Q} f_г, \qquad (6\text{-}5)$$

где $n = \frac{U_м}{U_г}$ — отношение амплитуд помехи и гетеродина на контуре гетеродина; Q — добротность контура гетеродина.

В пределах зоны (ее ширина обычно не более 1000 Гц) наиболее сильная помеха возникает, если мешающее напряжение модулировано по частоте, так как частота гетеродина полностью следует за частотой мешающей станции.

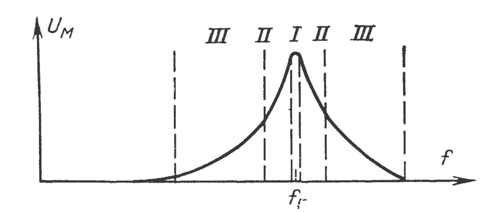


Рис. 6-16. Три зоны перекрестных помех на ЧМ приеме.

Вторая зона II расположена по краям первой и характерна тем, что гетеродин не захвачен полностью, но изменяет частоту под влиянием помехи («увлекается» помехой) на величину

$$\Delta f_г = n \frac{f_г}{2Q} (1 + m \sin \Omega t) \sin \delta\omega t, \qquad (6\text{-}6)$$

где m — коэффициент амплитудной модуляции помехи; Ω — частота модуляции помехи; $\delta\omega$ — разность несущих частот гетеродина и помехи; $\Delta f_г$ — девиация частоты гетеродина.

Таким образом, в этой зоне также возникает паразитная ЧМ, причем частота возникающей модуляции равна частоте биений $\delta\omega$, а максимальная девиация частоты равна:

$$n \frac{f_г}{2Q} (1 + m).$$

Ширина зоны определяется верхним пределом воспроизводимых приемником звуковых частот, т. е. условием $\delta f \leqslant F_в$.

Третья зона *III* образуется, когда частота биений становится выше, чем верхняя воспроизводимая звуковая частота. Можно показать, что паразитная девиация частоты гетеродина при этом равна:

$$\Delta f_г = \frac{m}{2\delta f} \left(\frac{n f_г}{Q}\right)^2 \sin \Omega t, \qquad (6\text{-}7)$$

т. е. модуляция происходит с частотой амплитудной модуляции помехи. В этой зоне наиболее опасны помехи от АМ радиостанций, например от передатчиков телевизионного изображения. По мере дальнейшего возрастания величины δf перекрестные искажения становятся менее заметными.

Если подавление АМ в приемнике невелико (меньше 40 дБ), возможно существование четвертой зоны перекрестных помех вблизи от частоты настройки приемника (на расстоянии 1—5 МГц). В этом случае природа перекрестных помех примерно такая же, как помех от соседних станций (см. § 4-6).

Таким образом, наибольшая опасность возникновения перекрестной помехи существует в области частот, близкой к частоте гетеродина, примерно 76—84 мГц, т. е. там где расположен третий телевизионный канал.

Из приведенных выше соотношений видно, что самой эффективной мерой борьбы с перекрестными помехами при ЧМ приеме является ослабление электрической и магнитной связей между гетеродином и сигнальными цепями. Добротность контура гетеродина при этом желательно иметь высокой, что видно из формул (6-5), (6-6) и (6-7).

Подавление перекрестной помехи должно обеспечивать полную ее незаметность в паузе полезной модуляции, т. е. достигать уровня 65—70 дБ.

6-7. Методы изменения частоты настройки при приеме ЧМ колебаний

До последнего времени перестройка контуров блока УКВ производилась либо с помощью ферровариометра (индуктивная настройка), либо с помощью блока переменных конденсаторов (емкостная настройка). Индуктивная настройка применена в ламповых радиолах высшего класса типов «Симфония-003», «Эстония-006, «Вега-001». Для этой цели используется унифицированный блок УКВ-ИП с тремя перестраиваемыми контурами: контуром гетеродина и двумя контурами УВЧ. Емкостная настройка применяется в целом ряде стационарных и переносных приемников.

Однако с распространением емкостных диодов — варакторов стало возможным применение «электронной настройки», при которой перестройка контуров ведется изменением смещения на варакторах, являющихся емкостными элементами этих контуров.

Электронная настройка в блоках УКВ имеет ряд преимуществ: возможность одновременной и согласованной перестройки большого числа контуров; простота осуществления фиксированных настроек на определенные частоты; возможность исключения механических элементов в цепях настройки (шкивы, тросы и т. п.).

Варактор представляет собой полупроводниковый диод (обычно кремниевый), в котором емкость *p-n* перехода изменяется в достаточно широких пределах при изменении обратного напряжения. Обратная проводимость перехода весьма мала, и полное сопротивление диода имеет ярко выраженный емкостной характер.

Эквивалентная схема варактора в простейшем виде представляет собой параллельное соединение емкости и сопротивления, как показано на рис. 6-17.

Добротность варактора—отношение активного и емкостного сопротивлений

$$Q_{в} = \frac{R_{в}}{1/\omega C_{в}} = \omega R_{в} C_{в}.$$

Чем выше добротность варактора, тем меньшие потери он вносит в колебательный контур. Если добротность катушки индуктивности контура равна $Q_{к}$, то общая добротность контура, составленного из катушки и варактора, равна:

$$Q = \frac{Q_{к} Q_{в}}{Q_{к} + Q_{в}}.$$

Зависимость емкости варактора от управляющего напряжения $U_{упр}$ выражается формулой

$$C_{в} = \frac{a}{(\varphi_{к} + U_{упр})^{n}},$$

где a — постоянная величина; $\varphi_{к}$ — контактная разность потенциалов диода.

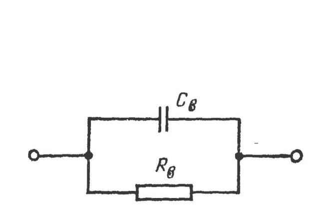


Рис. 6-17. Эквивалентная схема варикапа.

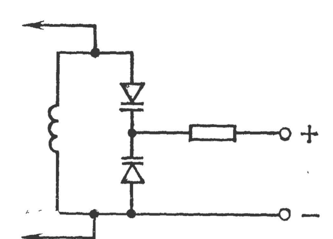


Рис. 6-18. Встречное **включение варикапов в контур гетеродина.**

Для кремниевых диодов $\varphi_{к} = (0{,}8—0{,}9)$ В, для германиевых (0,35—0,49) В. В обычно применяемых для УКВ диапазона варакторах показатель степени $n \approx 0{,}5$, т. е.

$$C_{в} \approx \frac{a}{\sqrt{\varphi_{к} + U_{упр}}}.$$

Разработаны и уже применяются варакторы с $n > 0{,}5$, позволяющие применять электронную настройку в ДВ и СВ диапазонах при большем, чем в УКВ диапазоне, коэффициенте перекрытия по частоте.

Осложнением при использовании варактора является влияние на их емкость переменного напряжения сигнала, приложенного к тем же точкам, что и управляющее напряжение.

При большом уровне сигнала это вызывает периодические, с частотой сигнала, изменения емкости варактора. В результате возникают комбинационные искажения, которые могут создать паразитные каналы приема. Для компенсации этого явления применяют встречное включение варакторов (рис. 6-18).

Напряжение сигнала в каждый момент времени изменяет емкости варакторов в разные стороны, так что общая емкость их после-

довательного соединения остается примерно одинаковой. Встречное включение варакторов позволяет уменьшить указанные комбинационные искажения на 20—30 дБ, что весьма существенно при высококачественном УКВ приеме. Кроме того, встречное включение исключает возможность шунтирования контура при больших сигналах, из-за отпирания диодов.

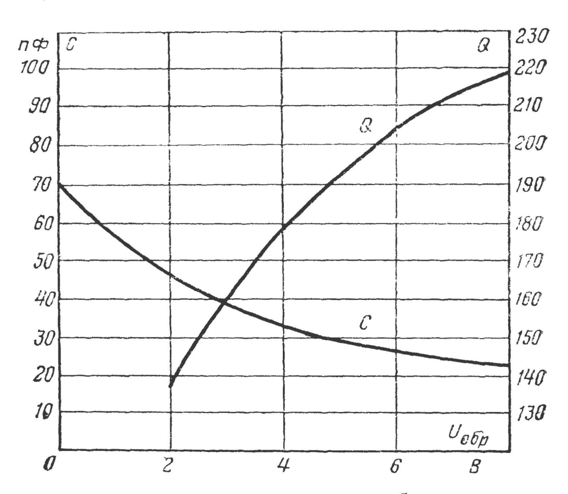


Рис. 6-19. Изменение емкости и добротности варикапной матрицы КВС111 при изменении управляющего напряжения.

Нашей промышленностью выпускаются сдвоенные варикапы («варикапные матрицы») КВС111, в которых встречно включенные диоды обладают практически идентичными характеристиками.

На рис. 6-19 показаны графики зависимостей емкости и добротности варикапной матрицы КВС111 от управляющего напряжения. Уменьшение добротности при снижении управляющего напряжения объясняется приближением к области прямой проводимости диодов. При больших напряжениях емкость варакторов меняется мало. Поэтому рабочий участок обычно располагают в области напряжений 1,6—22 В, что вполне обеспечивает перекрытие радиовещательного УКВ диапазона. Типичная схема блока УКВ с применением электронной настройки дана в § 6-8 (блок УКВ-6).

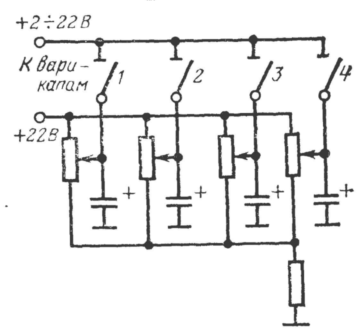


Рис. 6-20. Схема блока фиксированных настроек на четыре радиостанции.

Варакторы применяются не только для исключения механических элементов настройки, но и позволяют весьма удобно осуществлять фиксированные настройки на УКВ радиостанции.

На рис. 6-20 дана схема блока фиксированных настроек на четыре радиостанции. Нажатием кнопки легко перейти с одной радиостанции на другую. Этот метод широко используется в современных УКВ приемниках. Иногда наряду с фиксированными настройками сохраняют так называемую «обзорную настройку», которая отличается тем, что имеет верньерное устройство с большим передаточным числом и удобную шкалу частот или длин волн.

6-8. Схемы блоков УКВ

В настоящем параграфе дается описание некоторых характерных блоков УКВ.

Блок УКВ-2-2-Е (два перестраиваемых контура, два транзистора, емкостная настройка) позволяет при несложном схемном решении получить хорошее качество УКВ приема, но обладает невысокой селективностью по зеркальному и другим паразитным каналам приема.

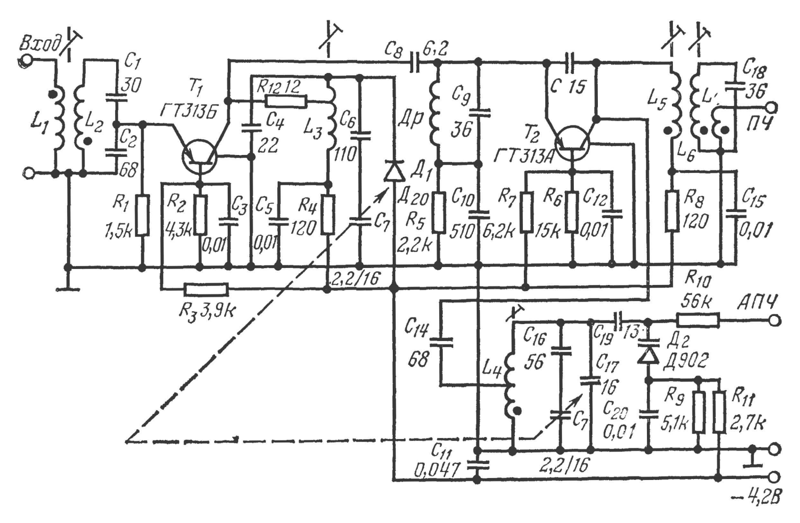


Рис. 6-21. Принципиальная схема блока УКВ-2-2-Е.

Принципиальная схема блока УКВ-2-2-Е изображена на рис. 6-21. Входная цепь контура содержит высокочастотный трансформатор L_1L_2, вторичная обмотка которого настраивается в резонанс на среднюю частоту радиовещательного УКВ диапазона (около 69 МГц). Если блок работает в переносном приемнике, то первичная обмотка вместе с антенной образуют антенный контур, настроенный на ту же частоту (см. § 6-3).

Каскад УВЧ имеет в коллекторной цепи транзистора узкополосный резонансный контур, перестраиваемый вместе с контуром гетеродина. Для предотвращения перегрузки смесителя при сильных сигналах в УВЧ введен ограничивающий диод $Д_1$, на который подано запирающее смещение, поступающее с резистора R_4. На тран-

зисторе T_2 собран преобразователь, содержащий гетеродин и смеситель. Контур гетеродина (L_4 и комбинация конденсаторов C_7, C_{16}, C_{17}) включен между базой и коллектором T_2, обратная связь подается через конденсатор C. Дроссель $Др$ и конденсатор C_{10} образуют последовательный контур, не пропускающий на вход блока колебания с промежуточной частотой 10,7 МГц, которое выделяется на настроенном контуре L_6C_{18} и через обмотку L подается в тракт промежуточной частоты приемника.

Частота настройки гетеродина и УВЧ изменяется с помощью сдвоенного блока переменных конденсаторов C_7. Предусмотрена автоматическая подстройка частоты гетеродина (АПЧ) изменением емкости варактора $Д_2$ напряжением, подаваемым с выхода частотного детектора.

Конструктивно блок УКВ-2-2-Е оформлен в виде закрытой металлической коробки с размерами 78×69×32,5 мм, масса 120 г, средний срок службы 10 000 ч.

Основные электрические данные блока: коэффициент усиления не менее 10 дБ; селективность по зеркальному каналу не менее

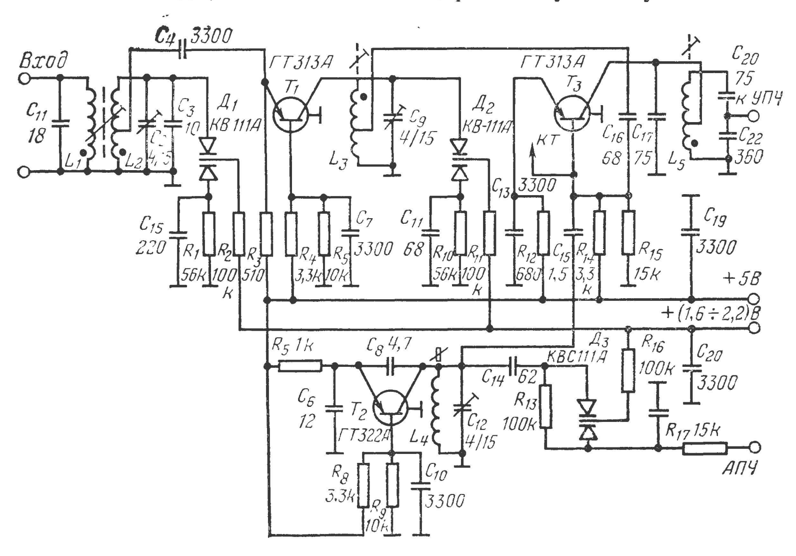


Рис. 6-22. Принципиальная схема блока УКВ-6.

22 дБ; селективность по промежуточной частоте не менее 30 дБ; напряжение с частотой гетеродина на входных зажимах не более 450 мкВ; ширина полосы пропускания на уровне 3 дБ, в пределах 200—400 кГц; потребляемый ток не более 4 мА.

Блок УКВ-2-2-Е применяется в переносных приемниках «Спидола-207», «Океан-205», в сетевых радиолах «Вега-312», «Вега-319» и в УКВ тюнере «Рондо-стерео».

Блок УКВ-6 (рис. 6-22) имеет три перестраиваемых контура — входной, УВЧ и гетеродина. Перестройка производится электронным

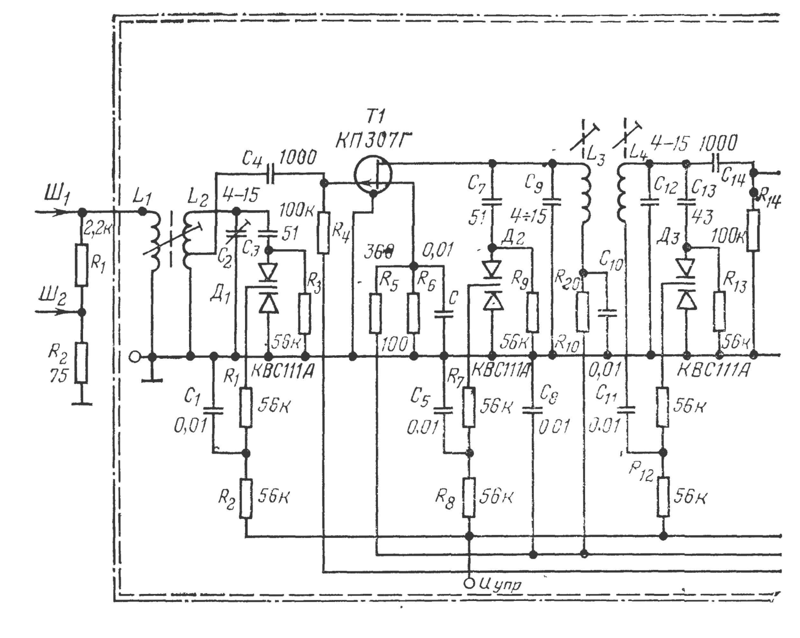


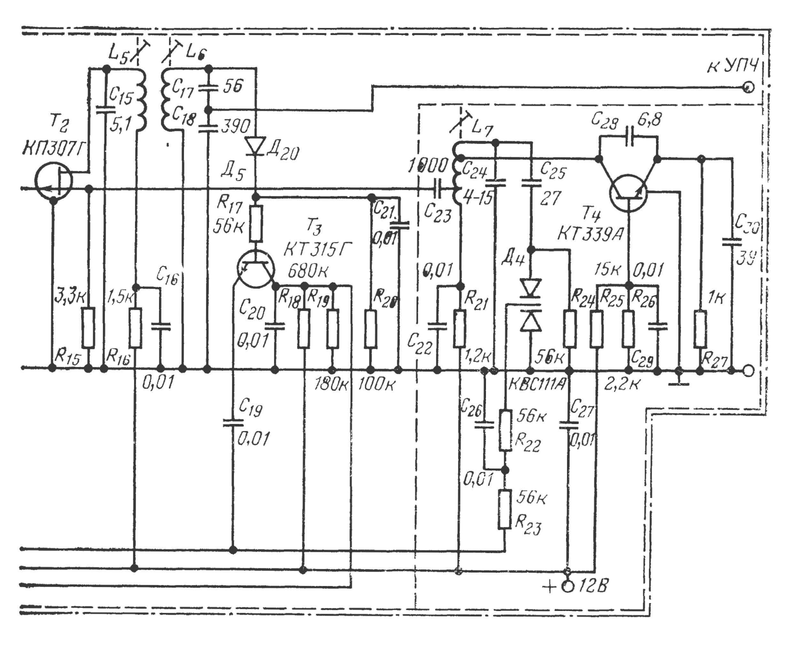
Рис. 6-23. Принципиальная схема блока УКВ-4-4-ЭП.

методом, с помощью варикапных матриц КВС111А, которые одновременно используются для АПЧ. Блок имеет отдельный гетеродин на транзисторе ГТ322А.

Основные данные блока УКВ-6: коэффициент усиления по напряжению не менее 15 дБ; ширина полосы пропускания всего тракта при ослаблении на 6 дБ 450—800 кГц, при ослаблении на 3 дБ 250—500 кГц; селективность по зеркальному каналу не менее 40 дБ; селективность по промежуточной частоте не менее 46 дБ; ослабление паразитных каналов не менее 46 дБ; потребляемый ток 6 мА; масса 120 г; габариты 33×59×79 мм.

Блок УКВ-4-4-ЭП предназначен для УКВ приемников высшего класса. Он имеет электронную сопряженную настройку четырех контуров (рис. 6-23) — контура гетеродина, входного контура и пары связанных контуров УВЧ. Для получения высокой степени линейности при усилении и преобразовании частоты в УВЧ и смесителе применены полевые транзисторы КП-307Г. Режим транзистора смесителя выбран особенно тщательно, в зоне максимальной квадратичности его характеристик.

Для защиты от сильных сигналов, перегружающих тракт, в блоке предусмотрена местная цепь АРУ, эффективно работающая только при сильных сигналах (десятки милливольт). Напряжение АРУ снимается с выхода блока, выпрямляется диодом Д-20 и после усиления в каскаде с транзистором T_3 подается на затвор транзистора УВЧ (T_1).



Блок УКВ имеет наружное и внутреннее экранирование для устранения паразитных путей проникновения мешающих сигналов и уменьшения излучения гетеродина.

Основные данные блока УКВ-4-4-ЭП: диапазон принимаемых частот 65,8—73,0 МГц; промежуточная частота 10,7±0,1 МГц; селективность по зеркальному каналу не менее 80 дБ; селективность по промежуточной частоте не менее 80 дБ; селективность по паразитным каналам приема не менее 80 дБ; полоса пропускания на уровне 3 дБ, около 220 кГц.

Применение блока УКВ-4-4-ЭП позволяет получить реальную чувствительность приемника не ниже 2,5 мкВ.

Блок УКВ с интегральным перемножителем. На рис. 6-24 показана схема блока УКВ, основой которого служит интегральная микросхема, содержащая гетеродин и смеситель. Последний представляет собой перемножающее устройство (кольцевой модулятор).

На рис. 6-25 дано построение интегральной микросхемы. Транзисторы T_5 и T_6 входят в состав балансного гетеродина, выходное напряжение которого подается на попарно соединенные эмиттеры T_1T_2 и T_3T_4. Напряжение принимаемого сигнала поступает в противофазе на попарно соединенные базы T_1T_4 и T_2T_3. Напряжение промежуточной частоты снимается с попарно соединенных коллекторов T_1T_3 и T_2T_4. Если наряжение сигнала отсутствует, то на выходе нет напряжения, так как схема симметрична. При этом лишь попарно открываются транзисторы T_1T_2 и T_3T_4, а потенциалы на выводах *2* и *3* одинаковы. Если гетеродин не работает, то отсутствует выход-

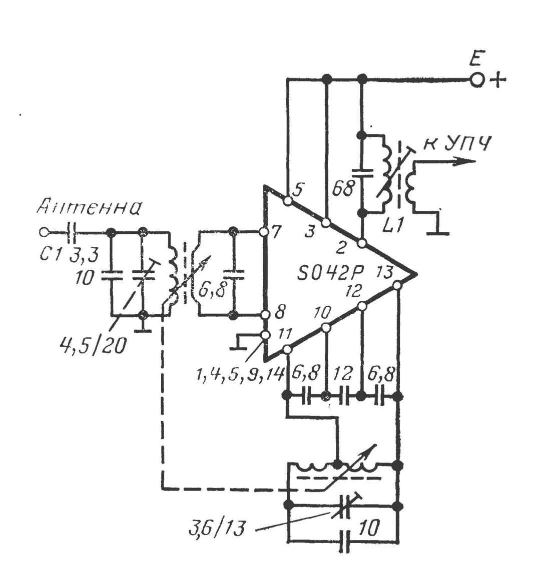


Рис. 6-24. Принципиальная схема блока УКВ с интегральным перемножителем.

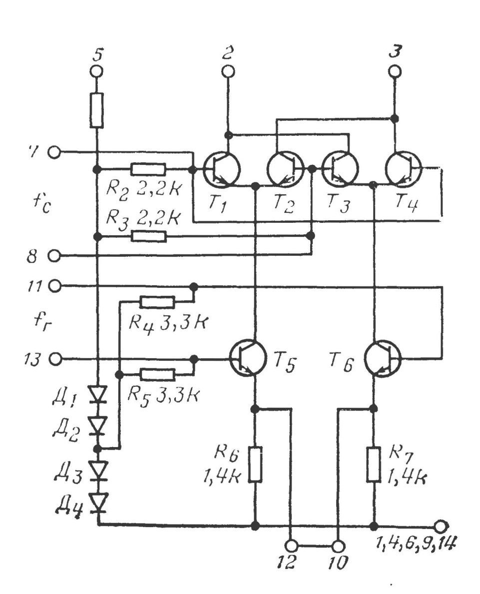


Рис. 6-25. Интегральная микросхема блока **УКВ.**

ное напряжение. При одновременном появлении напряжений сигнала и гетеродина сигнал на выходе пропорционален их произведению, т. е. содержит составляющие с частотами ($f_г \pm f_c$). Контур, включенный между выводами *2* и *3*, выделяет сигнал с промежуточной частотой $f_г - f_c$ равной 10,7 МГц. Преимуществом такой схемы смесителя, кроме теоретически полного отсутствия паразитных комбинаций частот, является также отсутствие напряжения гетеродина на входе смесителя, что существенно уменьшает уровень излучения с частотой гетеродина и ее гармоник через антенну приемника.

При хорошей симметрии такой блок УКВ позволяет ослабить паразитные каналы приема до 100 дБ.

Глава седьмая

ТРАКТ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ УКВ ПРИЕМНИКА

7-1. Основные требования к тракту промежуточной частоты

Основное назначение тракта промежуточной частоты (ПЧ) — усиление сигналов промежуточной частоты до необходимого уровня и преобразование их в низкочастотное напряжение, соответствующее сигналу, модулирующему передатчик. Тракт ПЧ можно разделить на усилитель промежуточной частоты (УПЧ) и частотный детектор (ЧД).

Одновременно на тракт ПЧ возлагаются дополнительные функции: подавление паразитной АМ; защита от помех, действующих на частотах, близких к полезной.

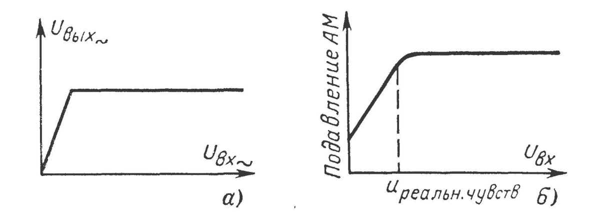


Рис. 7-1. Идеализированные характеристики тракта ПЧ.

С учетом материала гл. 3 и 4 требования к тракту ПЧ можно сформулировать следующим образом: полоса пропускания УПЧ должна быть не меньше чем 120 кГц (желательно 150—180 кГц); фазочастотная характеристика тракта УПЧ в пределах полосы пропускания должна максимально приближаться к прямолинейной. Иначе говоря, групповое время задерживания в пределах полосы пропускания постоянно (в первом приближении); характеристика ЧД должна быть практически прямолинейной в пределах полосы пропускания УПЧ; амплитудная характеристика УПЧ должна иметь горизонтальную часть максимальной протяженности, обеспечивающую эффективное амплитудное ограничение (рис. 7-1,*а*); подавление АМ

должно быть достаточно высоким, начиная с сигналов, соответствующих реальной чувствительности (рис. 7-1,*б*); резонансная кривая УПЧ должна быть симметричной.

Кроме того, к тракту ПЧ предъявляются требования: стабильности характеристик и сохранения их постоянства в течение длительной эксплуатации, сохранения устойчивости при изменении уровня сигнала и температуры.

7-2. Основные варианты построения тракта промежуточной частоты

На рис. 7-2 показана структурная схема тракта ПЧ с распределенной селекцией. Такое построение характерно для приемников 50—60-х годов. В схеме усилительные активные элементы чередуются с селективными, пассивными. Тракт ПЧ, выполненный по такой схеме, легко настраивать, так как каждый селективный элемент (контур или пара связанных контуров) настраивается отдельно.

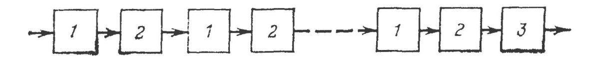


Рис. 7-2. Структурная схема тракта ПЧ с распределенной селекцией. *1* — фильтры ПЧ; *2* — усилительные элементы; *3* — частотный детектор.

В то же время тракт ПЧ с распределенной селекцией обладает серьезными недостатками, основным из которых следует считать нестабильность формы резонансной кривой при изменении уровня приходящего сигнала. Тракт настраивается при слабых сигналах, когда амплитудное ограничение незначительно и можно простыми методами определить форму резонансной кривой. Но по мере увеличения

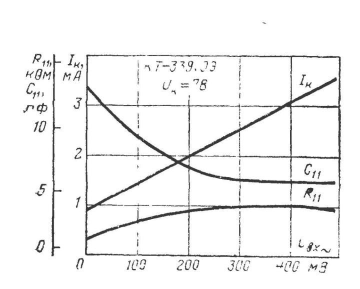


Рис. 7-3. Изменение входных параметров транзистора при изменении величины входного сигнала.

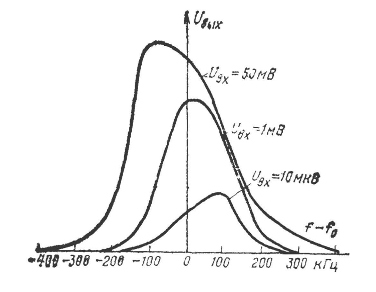


Рис. 7-4. Изменение формы резонансной кривой УПЧ с распределенной селекцией.

сигнала меняются значения некоторых элементов схемы. Это в первую очередь относится к входной проводимости транзисторов. На рис. 7-3 показан типичный график изменения входных параметров транзистора КТ-339 при изменении переменной составляющей напря-

жения на входе. С ростом сигнала увеличивается входное сопротивление, падает входная емкость, сужается полоса пропускания и, что основное, происходит расстройка тракта. Сужение полосы обычно компенсируется из-за уменьшения обратных связей, так как при амплитудном ограничении общий коэффициент усиления уменьшается. Расстройка же может оказаться значительной, как показано на снятых экспериментальных кривых рис. 7-4. Изменение формы резонансной кривой влияет на увеличение искажений модулирующего сигнала.

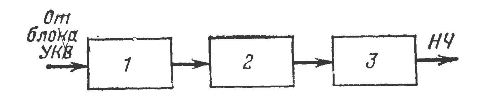


Рис. 7-5. Структурная схема тракта ПЧ с сосредоточенной селекцией.
1 — фильтр сосредоточенной селекции; *2* — усилитель; *3* — частотный детектор.

Еще одним недостатком тракта ПЧ с распределенной селекцией является небольшая устойчивость к сильным помехам от соседней радиостанции. Так как частотная селекция на входе невелика, то сильный мешающий сигнал не может быть достаточно ослабленным до попадания на первый усилительный элемент, выполняющий также роль ограничителя. Если же на ограничителе оказываются слабый полезный сигнал и сильная помеха, то ограничитель работает по принципу «обратной селекции», т. е. ухудшает отношение сигнал/шум. Дальше все повторяется: слабая селекция в следующем каскаде недостаточна и на усилителе-ограничителе этого каскада отношение сигнал/шум вновь оказывается малым.

Наконец, схема с распределенной селекцией оказывается весьма неудобной при применении интегральных схем, так как интегральная схема, как правило, представляет собой единый усилитель-ограничитель, иногда вместе с частотным детектором.

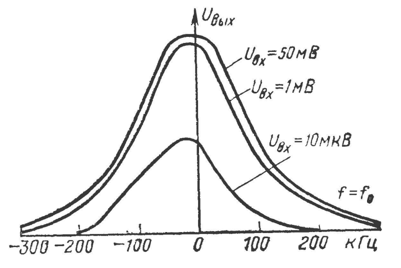


Рис. 7-6. Изменение формы резонансной кривой УПЧ с сосредоточенной селекцией.

На рис. 7-5 показана структурная схема тракта ПЧ с сосредоточенной селекцией. В этой схеме частотная селекция практически осуществляется только на входе тракта в фильтре сосредоточенной селекции (ФСС). Контуры ПЧ, имеющиеся в блоке УКВ, в схеме ЧД и иногда в коллекторных цепях транзисторов выполняются с небольшой добротностью и мало влияют на форму общей резонансной кривой. Такой вариант тракта ПЧ хорошо компонуется с интегральными схемами, в особенности если применяется пьезокерамический ФСС (§ 7-3).

Резонансная кривая тракта с сосредоточенной селекцией мало меняется при изменении уровня приходящего сигнала. Это происходит потому, что ФСС расположен на входе тракта ПЧ, где уровни

сигнала еще невелики, кроме того, ФСС связан с транзистором или интегральной схемой только своим последним контуром. На рис. 7-6 даны резонансные кривые тракта ПЧ с сосредоточенной селекцией на транзисторах КТ-339 при разных входных сигналах. ФСС содержит пять слабо связанных контуров. Расстройка тракта практически отсутствует.

При конструировании трактов ПЧ высококачественных УКВ приемников важно обеспечить хорошее экранирование для сохранения устойчивости. Наиболее сложно сохранить устойчивость при самых слабых сигналах, когда эффективное амплитудное ограничение отсутствует и коэффициент усиления тракта максимален. Желательно каждый каскад тракта ПЧ размещать в своей экранированной ячейке, а весь тракт помещать в хорошо заземленный экранирующий корпус.

7-3. Выбор элементов тракта

Тракт ПЧ радиовещательных приемников, как правило, строится на кремниевых транзисторах КТ-339А, которые, наряду с небольшой стоимостью, обеспечивают достаточное усиление в схеме с общим эмиттером (около 10 на каскад) и обладают относительно небольшим шумом. Основной задачей при проектировании тракта ПЧ является выбор резонансной системы. Если тракт создается по схеме с распределенной селекцией, то в качестве элементов резонансной системы применяются одиночные контуры или пары связанных контуров. При использовании пар связанных контуров минимальные нелинейные искажения модулирующего сигнала возникают при степени связи $\eta \approx 0,8$ (см. § 3-2). Иногда для удобства настройки от этого значения несколько отходят, принимая связь, равную критической ($\eta = 1$). Из уравнений (3-9) и (3-17) получаем выражение для формы резонансной кривой тракта, составленного из n одиночных контуров:

$$\gamma = 1/\sqrt{(1 + x^2)^n} \tag{7-1}$$

и тракта из n пар связанных идентичных контуров при $\eta \leqslant 1$

$$\gamma = \frac{(1 + \eta^2)^n}{\sqrt{[(1 - x^2 + \eta^2)^2 + 4x^2]^n}}, \tag{7-2}$$

где x — обобщенная расстройка.

При расчете тракта ПЧ значение полосы пропускания $\Delta f_{0,5}$ следует брать около 200 кГц, так как общая полоса приемника несколько сузится за счет избирательности блока УКВ.

Таблица 7-1

Одиночные контуры

n	1	2	3	4	5	6
$x_{0,5}$	1,73	1,00	0,766	0,643	0,566	0,510
$x_{0,7}$	1,00	0,643	0,510	0,435	0,387	0,349

В табл. 7-1—7-3 приведены значения обобщенной расстройки, соответствующие краям полосы пропускания при отсчете на уровнях 0,5 и 0,7 для разного числа селективных элементов в тракте.

Таблица 7-2

Пары связанных контуров, $\eta=0{,}8$

n	1	2	3	4	5
$x_{0,5}$	1,58	1,15	0,975	0,866	0,797
$x_{0,7}$	1,15	0,866	0,742	0,663	0,609

Таблица 7-3

Пары связанных контуров, $\eta=1{,}0$

n	1	2	3	4	5
$x_{0,5}$	1,860	1,414	1,238	1,134	1,064
$x_{0,7}$	1,414	1,134	1,010	0,933	0,880

Зная величины $x_{0,5}$ (или $x_{0,7}$), можно определить необходимую добротность контура для получения заданной полосы пропускания $\Delta f_{0,5}$ (или $\Delta f_{0,7}$)

$$Q=\frac{f_{\text{п.ч}}}{\Delta f_{0,5}}x_{0,5}$$

или

$$Q=\frac{f_{\text{п.ч}}}{\Delta f_{0,7}}x_{0,7}.$$

Нетрудно вычислить селективность тракта при различных расстройках Δf. Для этого в формулу (7-1) или (7-2) нужно подставить значение

$$x=x_{0,5}\frac{2\Delta f}{\Delta f_{0,5}},$$

Таблица 7-4

Одиночные контуры

n	1	2	3	4	5	6
Q	92,5	53,5	41,0	34,4	30,3	27,3
$\beta_{400\ \text{кГц}}$, дБ	16,9	24,6	30,5	35,3	39,4	42,8

или

$$x = x_{0,7} \frac{2\Delta f}{\Delta f_{0,7}}.$$

В табл. 7-4—7-6 даны величины добротности контуров и селективности при расстройке 400 кГц для трактов с полосой пропускания $\Delta f_{0,5}=200$ кГц. Промежуточная частота при расчете добротности принята $f_{п.ч}=10,7$ МГц.

Таблица 7-5

Пары связанных контуров, $\eta=0,8$

n	1	2	3	4	5
Q	84,5	61,5	52,2	46,4	42,7
$\beta_{400\ кГц}$, дБ	27,8	44,8	58,8	70,4	81,2

При расчете резонансной системы тракта ПЧ можно не учитывать резонансных свойств контуров частотного детектора, так как эти контуры имеют значительно более широкую полосу пропускания.

Таблица 7-6

Пары связанных контуров, $\eta=1,0$

n	1	2	3	4	5
Q	99,5	75,8	66,3	60,7	57,0
$\beta_{400\ кГц}$, дБ	28,8	48,2	65,4	81,2	96,0

Добротности контуров, полученные в результате расчета, — эквивалентные добротности с учетом шунтирования контуров активными проводимостями схемных элементов. Если добротность не шунтированного контура равна $Q_К$, то его эквивалентная добротность равна:

$$Q = Q_К \frac{R}{R + R_{рез}},$$

где R — сопротивление шунта; $R_{рез}=\omega L Q_К$ — резонансное сопротивление контура.

Отсюда шунтирующее контур сопротивление равно:

$$R = R_{рез} \frac{Q}{Q_К - Q}. \qquad (7\text{-}3)$$

Следует помнить, что если некоторым (активным или реактивным) сопротивлением $Z_ш$ шунтируется только часть витков контура

n_1 (рис. 7-7), то это эквивалентно шунтированию всего контура сопротивлением

$$Z = Z_ш n^2,$$

где n — коэффициент трансформации.

При выполнении тракта ПЧ следует добротность контура $Q_к$ делать максимально возможной, а шунтирование схемными элементами выбрать так, чтобы добротность была несколько большей, чем нужно по расчету. Затем «доводят» добротность до расчетного значения, шунтируя контур резистором. Такой прием позволяет стабилизировать параметры тракта ПЧ, уменьшая влияние изменения нагрузки контура, зависящее от режима, смены транзисторов и т. п. С целью стабилизации работы следует выбирать сосредоточенные емкости в контурах максимально возможными (100—200 пФ) (при $f_{пр} = 10,7$ МГц).

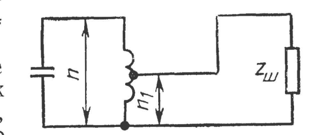


Рис. 7-7. Резонансный контур, шунтированный нагрузкой.

Если тракт ПЧ создается по схеме с сосредоточенной селекцией, то, как было упомянуто, применяется фильтр, состоящий из ряда одиночных, слабо связанных контуров (рис. 7-8). Он быстро позволяет приблизиться к колокольной форме резонансной кривой, создающей минимальные нелинейные искажения модулирующего сигнала (§ 3-2).

Обычно в фильтре применяют от пяти до восьми контуров. Следует заметить, что селективность тракта с таким фильтром получается заметно меньшей, чем с распределенной селекцией на парах

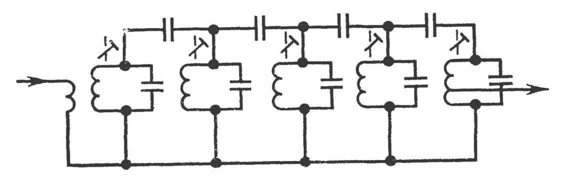


Рис. 7-8. Фильтр сосредоточенной селекции со слабо связанными одиночными контурами.

Таблица 7-7

Данные керамических фильтров производства ГДР

Параметр	SPF10700A150	SPF10700A200
Средняя частота, МГц	10,7±0,05	10,7±0,05
Полоса пропускания на уровне 3 дБ, кГц	150—200	200—250
Собственное затухание не более, дБ	13,5	8,5
Селективность при расстройке 300 кГц, не менее, дБ	35	20
Селективность на дальних скатах, не менее, дБ	50	40

связанных контуров. Это хорошо видно из сравнения величин селективности в табл. 7-4 и 7-6.

В последнее время в качестве ФСС все чаще применяются специальные пьезокерамические полосовые фильтры, заменяющие фильтры сосредоточенной селекции на *LC*-элементах. Примерами таких фильтров являются выпускаемые в ГДР фильтры SPF-10700A150 и SPF-10700A200. Они собраны в компактной упаковке размером 13,2×10×4,5 мм и впаиваются в печатную плату тремя выводами (вход, выход, масса).

Основные данные фильтров приведены в табл. 7-7.

На рис. 7-9 показана схема УПЧ, настроенного на частоту 10,7 МГц, в котором используются пьезокерамический фильтр и интегральная схема. Сигнал с блока УКВ поступает на фильтр через согласующий каскад на транзисторе T_1. Затем следует каскад усиления на транзисторе T_2, в коллектор которого включен трансформатор с первичной обмоткой, настроенной на 10,7 МГц. В нагрузку входит также резистор R_{11}, служащий для предотвращения паразитной генерации, и конденсатор малой емкости C_{10}, подавляющий высшие гармоники промежуточной частоты.

Вторичная обмотка трансформатора включена на вход интегральной схемы A281, которая при напряжении питания 5 В дает

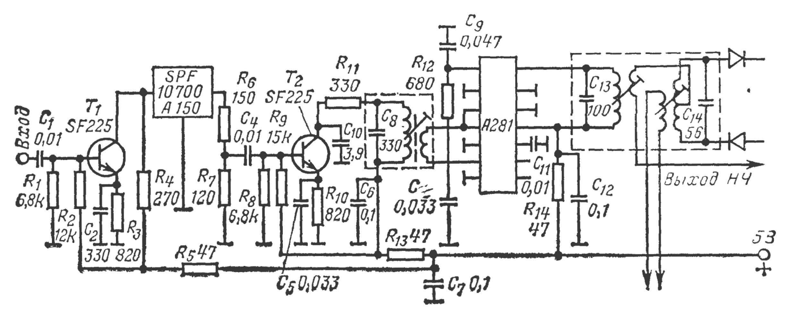


Рис. 7-9. Тракт ПЧ с использованием ИМС и пьезокерамического фильтра.

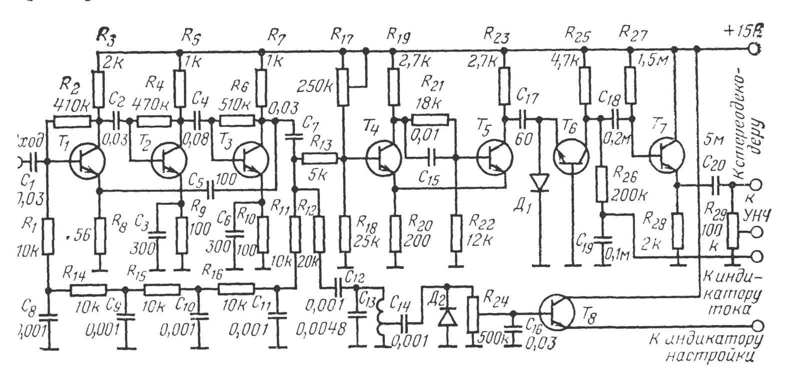


Рис. 7-10. Тракт ПЧ без индуктивностей.

усиление слабых сигналов примерно 70 дБ и обеспечивает ограничение амплитуды на входе начиная с 30—50 мкВ. Выход УПЧ соединен с трансформатором дробного детектора.

Иногда в УКВ приемниках применяют нестандартные решения тракта ПЧ. На рис. 7-10 показана схема УПЧ без катушек индуктивности на промежуточную частоту 225 кГц. Схема дана со счетным частотным детектором, рассмотренным в § 7-6. Полоса пропускания УПЧ — 250 кГц, усиление — около 200 раз. Усилитель — трехкаскадный (на резисторах), охвачен двумя цепями частотно-зависимых отрицательных обратных связей. Четырехзвенная RC-цепь обратной связи включена с выхода на вход усилителя и обеспечивает подавление на низких частотах, начиная примерно со 100 кГц. Обратная связь, поданная с выхода усилителя через конденсатор C_5 на эмиттер T_1, подавляет высокие частоты, начиная с 350 кГц. Такой усилитель, конечно, не обеспечивает высокой селективности, но прост в настройке. Выход усилителя нагружен на триггер (T_4, T_5), входящий в состав частотного детектора. Так как триггер начинает срабатывать только тогда, когда напряжение на выходе УПЧ достигает достаточной величины, то этим обеспечивается автоматическое подавление шума и слабых сигналов. Кроме того, отсутствие специальных устройств ограничения амплитуды позволяет включать на выходе индикатор настройки, состоящей из контура, настроенного на промежуточную частоту, выпрямителя ($Д_2$) и каскада усиления постоянного тока на транзисторе T_8. В эмиттерную цепь транзистора включают указатель настройки.

7-4. Подавление паразитной АМ

Как отмечалось, эффективное подавление паразитной АМ является необходимым условием нормальной работы приемника ЧМ колебаний.

Подавление АМ достигается либо применением ограничителей амплитуды, либо использованием переменных делителей напряжения, коэффициент деления которых увеличивается с увеличением амплитуды. Гораздо реже АМ подавляется с помощью цепей автоматической регулировки усиления (АРУ) или триггерных схем, подобно показанной на рис. 7-10.

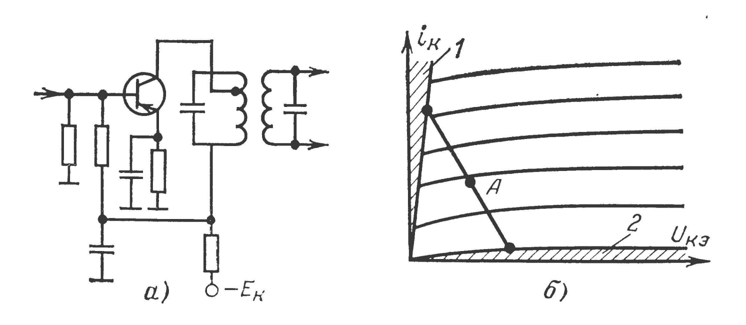


Рис. 7-11. Транзисторный ограничитель амплитуды (*а*) и выходные характеристики транзистора (*б*).

Ограничитель амплитуды представляет собой обычный каскад усиления на транзисторе (рис. 7-11). Амплитуда коллекторного тока ограничивается за счет перехода в область насыщения (*1*) и отсечки токи в цепи эмиттера (область *2*) (рис. 7-11,*б*). Для того чтобы ограничение возникло при достаточно малых входных напряжениях и было возможно более резким, каскад усиления обычно питается пониженным коллекторным напряжением.

Наиболее эффективное ограничение амплитуды стараются обеспечить в последнем каскаде УПЧ, перед частотным детектором.

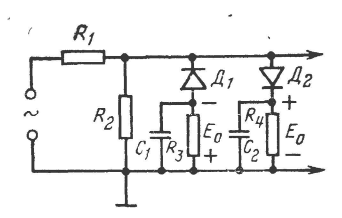


Рис. 7-12. Двусторонний диодный ограничитель амплитуды.

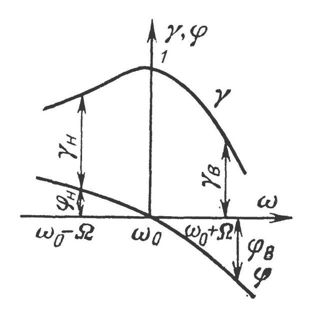


Рис. 7-13. Действие АМ колебания в тракте с несимметричной резонансной кривой.

Здесь режим ограничения должен создаваться при уровне сигнала на входе приемника, равном реальной чувствительности. По мере увеличения входного сигнала в режим ограничения переходят каскады УПЧ, лежащие ближе ко входу.

Использование для ограничения переменного делителя напряжения показано на рис. 7-12. Режим подавления АМ возникает, как только напряжение на резисторе R_2 превысит величину E_0. При этом диоды $Д_1$ и $Д_2$ становятся проводящими и шунтируют R_2. Напряжение E_0 может быть фиксированным и подаваться от постороннего источника или создаваться за счет заряда конденсаторов C_1 и C_2 током диодов. Подавитель АМ такого типа обычно комбинируется с транзисторным ограничителем амплитуды как это сделано в УКВ тюнере, описанном в § 10-3. Начальное смещение E_0 может отсутствовать, но при этом возникают потери в коэффициенте усиления УПЧ.

Комбинация подавителя АМ на диодах и резонансного каскада усиления имеет недостаток: по мере увеличения сигнала резонансные контуры сильнее шунтируются проводящими диодами и общая избирательность тракта падает. Поэтому выгодно применение такой комбинации в тракте с сосредоточенной селекцией, в которой нагрузка выходных каскадов УПЧ либо активная, либо представляет собой резонансный контур с малой добротностью, практически не влияющий на общую селективность тракта.

Для качественного УКВ приема важно сохранить высокую степень подавления АМ для всех модулирующих частот, вплоть до 15 кГц. Это довольно сложная задача, так как уровень подавления АМ снижается по мере увеличения частоты модуляции. Это проис-

ходит из-за асимметрии реальных кривых селективности. Представим себе, что АМ колебание с несущей ω_0 и боковыми частотами $\omega \pm \Omega$ действует в тракте с несимметричной резонансной кривой (рис. 7-13). При этом векторы боковых составляющих выходного колебания окажутся разными по величине и фазе, как показано на рис. 7-14. Нетрудно увидеть, что результирующий вектор ОА (штрих-пунктир) будет изменяться не только по величине, но и по фазе, т. е. мы получим АЧМ колебание. Образовавшаяся частотная модуляция аналогична по действию полезному сигналу и избавиться от нее уже невозможно.

Таким образом, при несимметричной резонансной кривой степень подавления АМ падает, так как АМ переходит в ЧМ, проявляясь на выходе частотного детектора.

Можно показать, что величина паразитной девиации частоты определяется формулой

$$f_{m\text{пар}} = mF/2(\gamma_в - \gamma_н), \qquad (7\text{-}4)$$

где $\gamma_в$ и $\gamma_н$ — коэффициент передачи верхней и нижней боковых составляющих спектра АМ (γ_0 на частоте ω_0 принят равным единице); m — коэффициент АМ входного колебания; F — модулирующая частота.

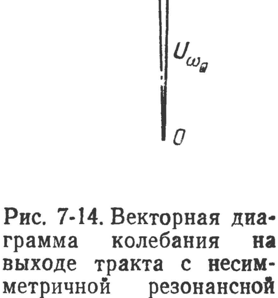


Рис. 7-14. Векторная диаграмма колебания на выходе тракта с несимметричной резонансной кривой.

Из формулы (7-4) видно, что паразитная девиация пропорциональна модулирующей частоте. Если учесть, что асимметрия резонансных кривых возрастает при увеличении расстройки, то трудности с подавлением АМ на верхних модулирующих частотах станут очевидными.

Для иллюстрации рассмотрим пример. Коэффициенты амплитудной и частотной модуляции сигнала возьмем равными 30% (см. § 5-5), откуда $m = 0{,}3$; $f_m = 15$ кГц. Пусть $\gamma_в = 0{,}9$, $\gamma_н = 0{,}64$, т. е. ассимметрия резонансной кривой равна 30%. Для подавления АМ получим:

$$g = \frac{f_m}{f_{m\text{пар}}} = \frac{2f_m}{mF(\gamma_в - \gamma_н)}.$$

При $F = 15$ кГц и принятых выше значениях остальных величин получаем $g = 24{,}7$, т. е. наибольшее подавление АМ, которое мы можем получить, равно 28 дБ.

Таким образом, для высококачественного УКВ приема важно обеспечить хорошую симметрию резонансной кривой относительно частоты настройки и, конечно, обеспечить точную настройку приемника.

7-5. Детектор отношений

Наиболее распространенным типом детектора ЧМ колебаний в радиовещательных приемниках является детектор отношений.

Упрощенная схема его показана на рис. 7-15. Транзистор T_1 связывает УПЧ с частотным детектором. Его часто называют «ведущим транзистором». В его коллекторной цепи находится первичный контур L_1C_1, связанный с вторичным контуром L_2C_2. Оба контура настраиваются в резонанс на промежуточную частоту, и, следовательно, на этой частоте напряжения на них сдвинуты на 90°. Катушка L_3 связана с первичным контуром. Напряжение на ней

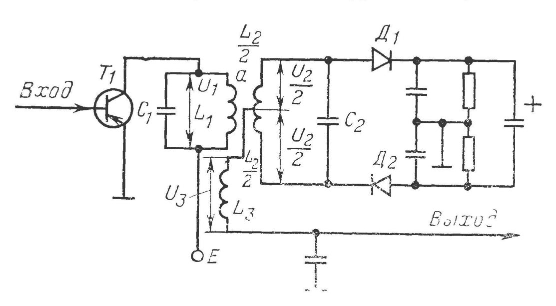


Рис. 7-15. Упрощенная схема детектора отношений.

находится в фазе с напряжением на этом контуре. Напряжения на диодах $Д_1$ и $Д_2$ определяются векторными суммами

$$U_{Д1}=U_3+U_2/2;$$

$$U_{Д2}=U_3-U_2/2.$$

При отсутствии частотной модуляции векторная диаграмма напряжений принимает вид, показанный на рис. 7-16 сплошными линиями.

Длины векторов $\mathbf{U}_{Д1}$ и $\mathbf{U}_{Д2}$ равны. Прн изменении частоты (появление модуляции) векторы $\frac{\mathbf{U}_2}{2}$ и $-\frac{\mathbf{U}_2}{2}$ меняют величину и направление так, что их концы скользят по окружностям (пунктир на рис. 7-16). Векторы $\mathbf{U}_{Д1}$ и $\mathbf{U}_{Д2}$, а следовательно, и токи через диоды уже не равны по величине. В результате изменяется в ту или другую сторону потенциал точки a (рис. 7-15) относительно земли. Кривая, характеризующая изменение потенциала точки a при изменении частоты сигнала (S — кривая частотного детектора), показана на рис. 7-17. Средняя часть кривой практически прямолинейна. Выходное напряжение линейно зависит от изменения частоты, чем обеспечивается неискаженное детектирование ЧМ сигнала.

Работа детектора отношений более понятна, если изобразить его схему в виде, показанном на рис. 7-18, где вторичный контур разбит условно на две половины, а схема предельно упрощена.

Из рисунка видно, что детектор отношений представляет собой два амплитудных детектора, токи низкой частоты которых текут через нагрузку в разных направлениях и изменяются в зависимости от частоты приложенного напряжения.

Особую роль в детекторе отношений играет конденсатор $C_э$. Так как его емкость велика (около 10 мкФ), то и постоянная времени $(R_1+R_2)C_э$ тоже велика и при достаточно быстрых изменениях амплитуды приходящего сигнала напряжение на конденсаторе остается примерно постоянным. Поэтому с увеличением амплитуды приходящего сигнала увеличиваются углы отсечки токов диодов и падает коэффициент передачи амплитудных детекторов, что приводит к дополнительному шунтированию контура L_2C_2. В результате детектор отношений становится менее чувствительным к паразитной АМ приходящего сигнала.

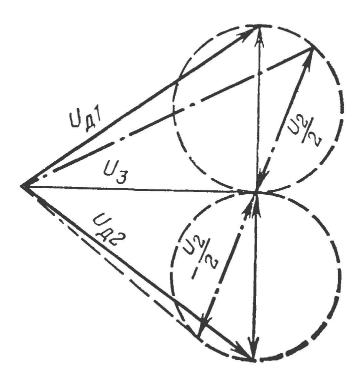


Рис. 7-16. Векторная диаграмма напряжений в детекторе отношений.

Рис. 7-17. *S*-кривая детектора отношений.

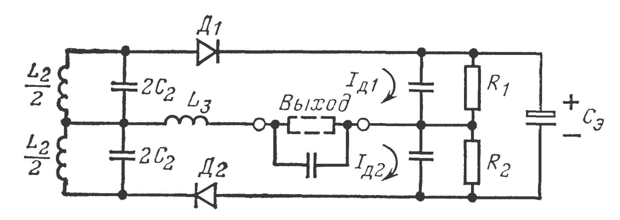


Рис. 7-18. К пояснению принципа работы детектора отношений.

Характеристика детектора отношений (рис. 7-17) лишь приближенно может считаться в средней части прямой линией. Ее уравнение при критической связи между контурами записывается в виде

$$U_{вых}=U_0\,\frac{\sqrt{1+(1+x)^2}-\sqrt{1+(1-x)^2}}{\sqrt{4+x^4}}, \qquad (7\text{-}5)$$

где

$$x = \frac{2(f - f_{\text{пр}})}{f_{\text{пр}}} Q$$

— обобщенная расстройка; $f_{\text{пр}}$ — промежуточная частота; Q — добротность контуров детектора; U_0 — величина, характеризующая чувствительность детектора и численно равная выходному напряжению в момент, когда дробь равна единице.

Из уравнения (7-5) можно определить коэффициент гармоник, возникающих при подаче на детектор ЧМ колебания с частотой

$$f = f_{\text{пр}} + f_m \cos \Omega t.$$

Поскольку кривая симметрична, четные гармоники теоретически отсутствуют, а для коэффициента 3-й гармоники получаем:

$$k_{\text{г3}} \approx \frac{1}{2} \frac{U_{\text{вых}}(f_m) - 2U_{\text{вых}}\left(\frac{f_m}{2}\right)}{U_{\text{вых}}(f_m) + U_{\text{вых}}\left(\frac{f_m}{2}\right)},$$

где $U_{\text{вых}}(f_m)$ и $U_{\text{вых}}\left(\frac{f_m}{2}\right)$ соответствуют напряжению при $f - f_{\text{пр}} = f_m$ и $f - f_{\text{пр}} = f_m/2$.

На рис. 7-19 показана зависимость коэффициента гармоник от величины $x(f_m) = 2f_m Q/f_{\text{пр}}$. Из уравнения (7-5) видно, что перегибу («горбу») характеристики вектора соответствует $x = x_S \approx 1{,}2$. Пользуясь полученными соотношениями, нетрудно рассчитать требуемое расстояние между «горбами» характеристики детектора отношения и необходимую добротность его контуров. Если $k_{\text{г3}} = 1\%$, то, как видно из рис. 7-19, $x(f_m) \leqslant 0{,}4$. Расстояние между горбами при этом $\Delta S \geqslant 2(3f_m) = 6f_m$. Например, при девиации частоты 50 кГц получаем $\Delta S \geqslant 300$ кГц. Это соотношение обычно выдерживается в радиовещательных приемниках I—III классов. Добротность контура определяется из выражения

$$Q \leqslant \frac{f_{\text{пр}}}{2f_m} x(f_m),$$

или при $f_m = 50$ кГц, $f_{\text{пр}} = 10{,}7$ МГц $Q \leqslant 43$.

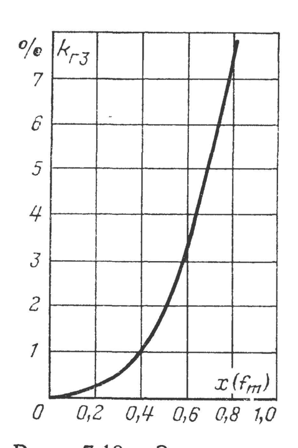


Рис. 7-19. Зависимость коэффициента гармоник детектора отношений от девиации частоты.

Если требуется высокое качество приема, детектор отношений практически не должен вносить нелинейных искажений ($k_{\text{г3}} < 0{,}2\%$). Отсюда получаем $x(f_m) \leqslant 0{,}4$; $\Delta S \geqslant 900$ кГц; $Q \leqslant 16$. Естественно, при такой низкой добротности упадет коэффициент передачи детектора, что может быть скомпенсировано усилением в тракте до и после детектора.

Следует помнить, что приведенные расчеты выполнены для случая критической связи между первичным и вторичным контурами. Если применить связь несколько большую, чем критическая, можно добиться меньших искажений по 3-й гармонике. Однако практически

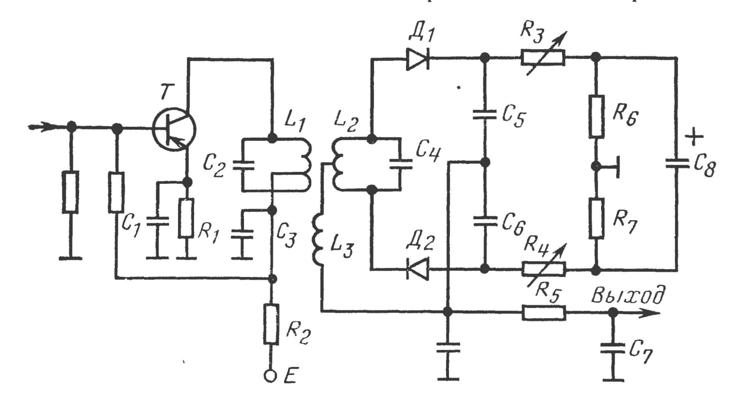


Рис. 7-20. Практическая схема детектора отношений.

удобнее применять критическую связь кроме того, при сильных связях ($\eta>1{,}2$) появляются заметные искажения по высшим (5-я, 7-я и т. д.) гармоникам.

При осуществлении детектора отношений важно обеспечить симметрию его плеч, т. е. иметь одинаковые по характеристикам диоды, одни и те же значения R и C и симметричную катушку вторичного контура. Ее половины обычно наматываются «в два провода».

Практическое выполнение схемы детектора отношений показано на рис. 7-20. Эта схема отличается от схемы рис. 7-15 введением дополнительных резисторов R_3 и R_4. На выходе включено звено R_5C_7. Дополнительные резисторы (из которых одно или даже оба переменные) имеют сопротивление порядка 1 кОм и позволяют установить максимальное подавление паразитной АМ в детекторе отно-

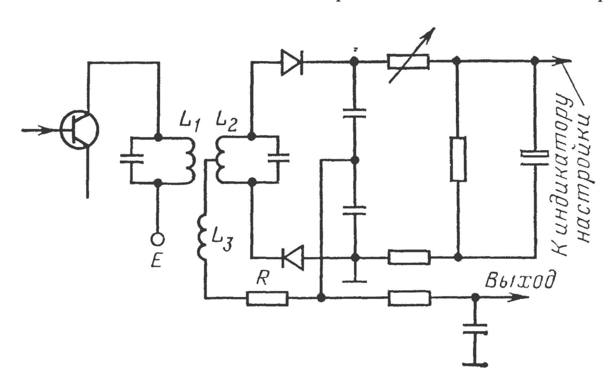


Рис. 7-21. Несимметричный детектор отношений.

шений. Звено R_5C_7 на выходе служит для компенсации предыскажений. Как правило, постоянная времени этого звена несколько меньше 50 мкс. Это делается для компенсации спада верхних частот в тракте ПЧ и создания некоторого подъема верхних частот, который затем может быть легко компенсирован регулятором тембра.

На рис. 7-21 показан детектор отношений, собранный по несимметричной схеме. Принципиальной разницы между обеими схемами нет. На рис. 7-21 добавлено сопротивление R, которое иногда включается для внесения затухания в паразитный резонансный контур, образующийся в цепи катушки L_3.

Возможны другие варианты схем детектора отношений. На рис. 7-22 показан детектор, использующий пьезокерамический фильтр для получения фазового сдвига 90°. Такой детектор более стабилен

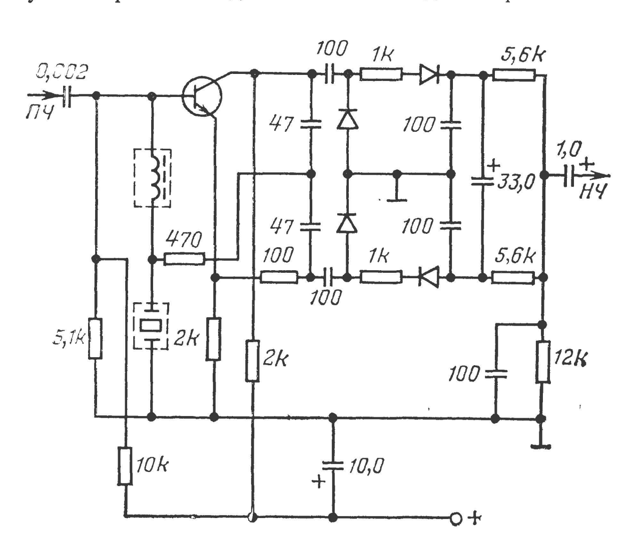


Рис. 7-22. Детектор отношений с пьезокерамическим фильтром.

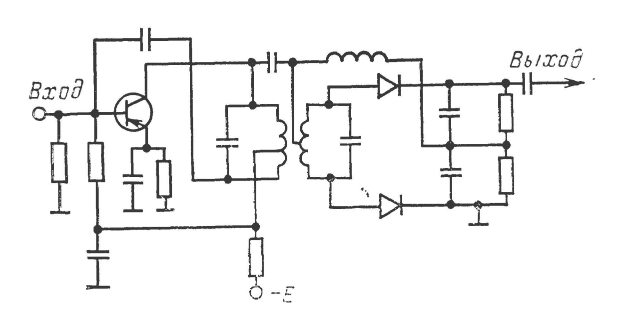


Рис. 7-23. Частотный дискриминатор.

в работе. Детектирование в каждом из плеч происходит с удвоением напряжения, что позволяет увеличить коэффициент передачи детектора.

Преимуществом детектора отношений (кроме выполнения основной функции — детектирования ЧМ колебаний) является подавление паразитной АМ, которое, однако, невелико, не более 20 дБ даже при точной настройке на центр S-кривой. Поэтому данное свойство детектора отношений играет значительную роль только при самых слабых входных сигналах, когда еще не возникает эффективного ограничения амплитуды в УПЧ.

Современной тенденцией является проектирование УПЧ с ограничением амплитуды при очень малых сигналах, на уровне шума. В этом случае подавление АМ в детекторе отношений становится не столь обязательным и вместо детектора отношений могут быть применены другие типы частотных детекторов.

Схема одного из таких частотных детекторов (называемого обычно частотным дискриминатором) показана на рис. 7-22. Она отличается от схемы детектора отношений включением диодов в той же полярности, что и вторичный контур. Конденсатор большой емкости ($C_э$ на рис. 7-18) отсутствует. Характеристика этого частотного детектора имеет такую же форму, как у дробного, но при практическом выполнении здесь легче обеспечить симметрию плеч и он несколько проще в настройке, чем детектор отношений.

7-6. Другие схемы частотных детекторов

В последнее время в технике радиовещательного приема получили распространение схемы частотных детекторов, принципиально отличающиеся от рассмотренных в § 7-5. Они удобны при использовании интегральных микросхем, так как не содержат (или почти не содержат) катушек индуктивности.

Детектор совпадений. Принцип детектора совпадений весьма прост (рис. 7-24). С выхода ограничителя приемника снимаются прямоугольные импульсы, следующие с промежуточной частотой. Они поступают на линию задержки, а затем вместе с незадержанными подаются в цепь совпадений, напряжение на выходе которой появляется только при совпадении обеих групп импульсов во времени.

На выходе установлена интегрирующая цепь. Сигнал на ее выходе пропорционален среднему значению выходного напряжения цепи совпадений. Сигнал максимальный, если задержка равна целому числу периодов промежуточной частоты (рис. 8-25,*а*). Если задерж-

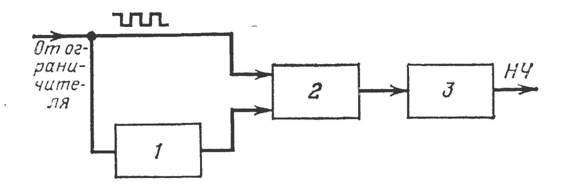


Рис. 7-24. Структурная схема детектора совпадений.

1 — линия задержки; *2* — цепь совпадений; *3* — интегрирующая цепь.

ка равна нечетному числу полупериодов, выходное напряжение равно нулю (рис. 7-25,*б*). Остальным случаям соответствуют промежуточные значения напряжения между $U_{вых\ макс}$ и $U_{вых}=0$, пропорциональные времени совпадения импульсов τ (рис. 7-25,*в*).

Рассмотрим математическую сторону вопроса. Пусть время задержки линии равно $\tau_з=(k+1/4)T_0$, где k — целое число, T_0 — период колебания с промежуточной частотой в отсутствие модуляции, $T_0=\frac{1}{f_0}$. Тогда время совпадения задержанных и незадержанных импульсов равно (рис. 7-26):

$$\tau_{совп.о}=\left(k+\frac{1}{2}\right)T_0-\left(k+\frac{1}{4}\right)T_0=\frac{T_0}{4}.$$

При модуляции гармоническим сигналом период приходящих колебаний, а следовательно, и период повторения импульсов изменяется во времени. Время задержки остается тем же.

Частота повторения импульсов равна $f=f_0+f_m\sin\Omega t$. Отсюда выражение для периода следования импульсов можно представить в виде

$$T=\frac{1}{f_0+f_m\sin\Omega t}\approx T_0\left(1-\frac{f_m}{f_0}\sin\Omega t\right).$$

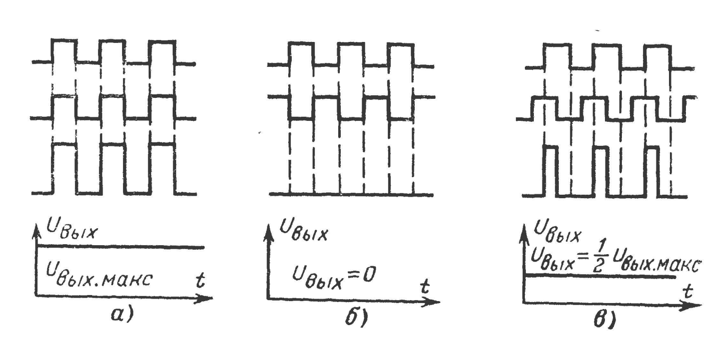


Рис. 7-25. Диаграммы работы детектора совпадений.

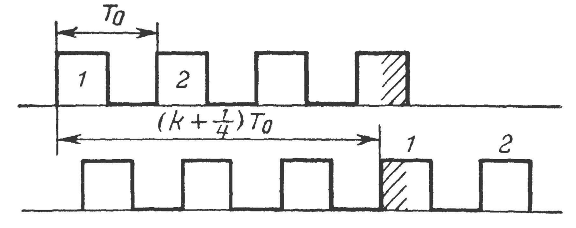


Рис. 7-26. Сдвиг импульсов (*1* и *2*) в линии задержки.

Время совпадения при этом составит:

$$\tau_{совп} = \left(k + \frac{1}{2}\right) T_0 \left(1 - \frac{f_m}{f_0} \sin \Omega t\right) - \left(k + \frac{1}{4}\right) T_0,$$

или

$$\tau_{совп} = \frac{T_0}{4} \left[1 - 2(2k+1) \frac{f_m}{f_0} \sin \Omega t\right].$$

На выходе интегрирующей цепи образуется напряжение, пропорциональное времени совпадения:

$$U_{вых} = K\tau_{совп} = K \frac{T_0}{4} \left[1 - 2(2k+1) \frac{f_m}{f_0} \sin \Omega t\right], \qquad (7\text{-}6)$$

где K — коэффициент пропорциональности, В/с.

Как видно из (7-6), напряжение на выходе детектора изменяется пропорционально модулирующей функции. Теоретически детектор получается линейным, а его чувствительность при заданной девиации частоты и величине промежуточной частоты тем больше, чем больше k, т. е. время задержки. Однако, как видно из (7-6), должно выполняться соотношение

$$2(2k+1) \frac{f_m}{f_0} < 1,$$

откуда

$$k < \frac{f_0}{4f_m} - \frac{1}{2}.$$

Так, при $f_0 = 10{,}7$ МГц; $f_m = 50$ кГц получаем $k < 53$.

Если это соотношение не выполняется, то время совпадения в отдельные моменты окажется меньше нуля или больше $T_0/2$, что физически означает переход за границу прямой пропорциональности между выходным напряжением и модулирующей функцией.

Рассмотрим один из вариантов практического выполнения частотного детектора совпадений, в котором для простоты вместо линии задержки применена фазосдвигающая цепь $C_1R_3L_1$ (рис. 7-27).

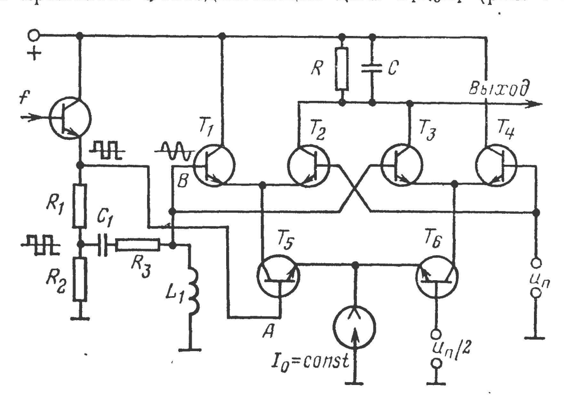


Рис. 7-27. Вариант схемы детектора совпадений.

Время задержки, создаваемое такой цепью, определяется уравнением

$$\tau_{зад} = \frac{Q}{\pi f_0} \frac{1}{1 + 4Q^2 \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)^2},$$

где

$$Q = \frac{\omega_0 L_1}{R_3}; \quad \Delta f = f - f_0.$$

Как видно из уравнения, время задержки непостоянно, а зависит от отклонения частоты Δf. Поэтому частотный детектор такого типа вносит нелинейные искажения. Однако их величина при $f_m = 50$ кГц может быть менее 1%, если обеспечить $Q < 20$.

Детектор работает следующим образом. Сигнал промежуточной частоты после ограничителя подается на каскад совпадений (точка A) и фазосдвигающую схему (точка B). Хотя в фазосдвигающей схеме прямоугольность формы импульсов нарушается, это не имеет значения, так как для входа B каскад совпадений работает как ограничитель.

В каскаде совпадений имеется стабилизатор тока (I_0=const), благодаря которому общий ток каскада постоянен, а его распределение меняется в зависимости от входных сигналов. Если сигналы на входах A и B положительны, то открыты транзисторы T_1, T_3 и T_5. Ток течет через T_1 и T_5, а в выходной ветви, содержащей интегрирующую цепь RC, он равен нулю.

Если сигнал на входе A положителен, а на входе B отрицателен, ток течет через $T_3 T_6$. Весь ток I_0 протекает через интегрирующую цепь. Таким образом, средний ток, протекающий через интегрирующую цепь, пропорционален времени, в течение которого импульсы в точках A и B имеют разную полярность. Иначе говоря, напряжение на выходе детектора, в соответствии с (7-6), пропорционально мгновенной частоте сигнала.

Частотный детектор с фазовой автоподстройкой частоты (ФАП). Структурная схема детектора с ФАП показана на рис. 7-28. Работает она следующим образом. Фазовый детектор сравнивает фазы входного напряжения и напряжения, создаваемого управляемым гетеродином. В зависимости от разности фаз на выходе фазового детектора вырабатывается напряжение ошибки, которое проходит через фильтр нижних частот, усиливается и управляет частотой гетеродина. Если разность частот входного сигнала ω_c и гетеродина $\omega_{г0}$ невелика (меньше половины полосы захвата, см. § 8-1), то ча-

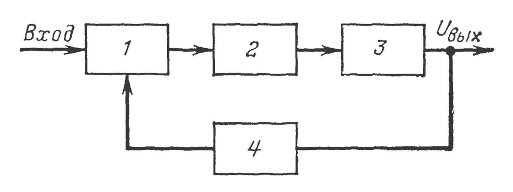


Рис. 7-28. Структурная схема детектора с ФАП.

1 — фазовый детектор; *2* — фильтр нижних частот; *3* — усилитель; *4* — управляемый гетеродин.

стоты синхронизируются, т. е. частота гетеродина становится равной $\omega_г=\omega_с$. Управляющее напряжение оказывается пропорциональным разности между частотой входного напряжения и собственной частотой гетеродина $\omega_{г0}$.

На фазовый детектор поступают напряжения $u_с=A\cos(\omega_с t+\varphi_с)$ и $u_г=B\cos(\omega_г t+\varphi_г)$. Фазовый детектор представляет собой перемножитель, т. е. на его выходе появляется напряжение

$$u_{ф.д}=u_с u_г=AB\cos(\omega_с t+\varphi_с)\cos(\omega_г t+\varphi_г),$$

или после преобразования

$$u_{ф.д}=\frac{AB}{2}\{\cos[(\omega_с+\omega_г)t+\varphi_с+\varphi_г]+\cos[(\omega_с-\omega_г)t+\varphi_с-\varphi_г]\}.$$

Высокочастотная составляющая с частотой $\omega_с+\omega_г$ задерживается фильтром нижних частот. Поэтому на выходе усилителя постоянного тока появляется сигнал

$$u_{вых}=k\frac{AB}{2}\cos[(\omega_с-\omega_г)t+\varphi_с-\varphi_г], \qquad (7\text{-}7)$$

где k — коэффициент передачи тракта фильтр-усилитель.

Выходной сигнал изменяет частоту гетеродина так, что она становится равной частоте сигнала. Если частота гетеродина пропорциональна управляющему напряжению, т. е.

$$\omega_г=\omega_{г_0}+\alpha u_{вых},$$

то, при $\omega_г=\omega_с$ получаем:

$$u_{вых}=\frac{1}{\alpha}(\omega_с-\omega_{г_0}),$$

т. е. выходное напряжение пропорционально отклонению частоты сигнала от некоторого фиксированного значения, что и требуется от частотного детектора.

Подставляя значение $u_{вых}$ в уравнение (7-7) и имея в виду, что $\omega_с=\omega_г$, получаем:

$$\cos(\varphi_с-\varphi_г)=\frac{2}{k\alpha AB}(\omega_с-\omega_{г_0}).$$

Учитывая, что косинус не может быть больше единицы, определим область частот, в которой осуществляется синхронизация:

$$2(\omega_с-\omega_{г_0})_{макс}=k\alpha AB/2,$$

т. е. эта область тем шире, чем больше амплитуды сигнала и гетеродина, чем выше коэффициент передачи низкочастотного тракта и чем больше крутизна характеристики управления частотой гетеродина. Для частотного детектора эта область должна быть шире, чем двойная максимальная девиация частоты входного сигнала.

На рис. 7-29 показан один из вариантов частотного детектора с ФАП, работающий на частоте 6,5 МГц [10]. Управляемый гетеродин собран на транзисторах T_1—T_4 типа КТ-301Д и полевом транзисторе T_{13} типа КП-103М. Гетеродин представляет собой RC-генератор, частота которого управляется напряжением, подаваемым на затвор транзистора T_{13}, выполняющего роль переменного резистора. Фазовым детектором служит перемножитель на транзисторах T_5, T_6 (КТ-301Д) и T_{14} (КП-103М). Напряжение ошибки усиливается на T_8—T_{12} (КТ-301Д) и поступает на вход управляе-

мого гетеродина. При этом высокие частоты фильтруются с помощью конденсатора C_2.

Линейность детектора полностью определяется линейностью характеристики управляемого гетеродина $\omega_г = f(u_{упр})$. В приведенной схеме нелинейность составляет менее 1% при девиации частоты 75 кГц и частоте модуляции 1 кГц.

Рис. 7-29. Частотный детектор с ФАП.

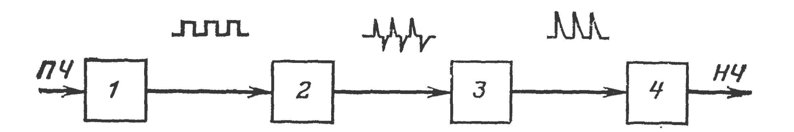


Рис. 7-30. Структурная схема счетного детектора.

1 — ограничитель; *2* — дифференцирующая цепь; *3* — усилитель-ограничитель; *4* — интегрирующая микросхема.

Схема рис. 7-29 хорошо реализуется в интегральном исполнении. За пределами интегральной схемы остаются только конденсаторы C_1 (8/25) и C_2.

Счетный детектор — частотный детектор счетчикового типа, выходное напряжение которого является функцией числа импульсов, поступающих на вход в единицу времени. Структурная схема счетного детектора показана на рис. 7-30. После ограничителя образуются прямоугольные импульсы, которые затем дифференцируются. Форма униполярных импульсов на выходе усилителя-ограничителя не зависит от частоты следования, так как передний фронт практически вертикален, а задний — экспонента, крутизна которой определяется постоянной времени дифференцирующей цепи. Следовательно, постоянная составляющая выходного напряжения, выделяемая

после интегрирующей цепи, пропорциональна скорости поступления импульсов, т. е. частоте поступающих колебаний. Счетный детектор работает тем лучше, чем ближе к прямоугольной форма импульсов после первого ограничения. Это достигается уменьшением влияния паразитных емкостей и индуктивностей. Поэтому счетный детектор обычно осуществляют на низкой промежуточной частоте.

Примером счетного детектора является правая часть схемы рис. 7-10. Первым элементом этого детектора является триггер, собранный на транзисторах T_4 и T_5. Он преобразует колебания с промежуточной частотой 225 кГц в прямоугольные импульсы. Частота их следования при наличии ЧМ меняется в соответствии с девиацией частоты передатчика. Амплитуда импульсов остается постоянной. В те моменты, когда транзистор T_5 закрыт, конденсатор малой емкости C_{17} заряжается через цепь R_{23} и $Д_1$. При открытом транзисторе он разряжается через цепь T_5, R_{20}, а также через проводимость база — эмиттер транзистора T_6. Коллекторный ток T_6 зависит при этом только от частоты следования импульсов. Напряжение, создающееся на R_{25}, представляет собой продетектированное колебание низкой частоты. Через эмиттерный повторитель это напряжение может быть подано на УНЧ или в стереоприемнике на стереодекодер (см. гл. 9). Среднее значение напряжения контролируется по прибору, включенному через интегрирующую цепь R_{26}, C_{19}. Детектор обеспечивает нелинейные искажения менее 0,3% в средней части диапазона звуковых частот.

Глава восьмая

АВТОМАТИЧЕСКИЕ РЕГУЛИРОВКИ И ИНДИКАЦИЯ В ПРИЕМНИКАХ ЧМ КОЛЕБАНИЙ

8-1. Автоматическая подстройка частоты гетеродина

Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) уменьшает расстройку приемника, возникающую из-за нестабильности частоты гетеродина. Для осуществления АПЧ в контур гетеродина вводят реактивный элемент, параметр которого изменяется в зависимости от постоянного управляющего напряжения. В современных приемниках таким элементом является варактор.

Структурная схема АПЧ имеет вид, показанный на рис. 8-1. Управляющий сигнал $U_{упр}$ снимается с частотного детектора и поступает на фильтр нижних частот. Этот фильтр необходим, чтобы задержать составляющие с частотой модуляции, пропустив в цепь управления только постоянную составляющую выходного напря-

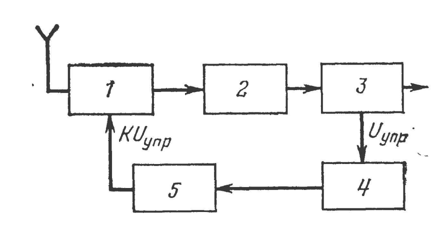


Рис. 8-1. Структурная схема АПЧ.
1 — блок УКВ; 2 — УПЧ; 3 — частотный детектор; 4 — фильтр нижних частот; 5 — усилитель постоянного тока.

жения, величина и знак которой зависят от расстройки приемника. Если на выход цепи управления пройдет хотя бы частично напряжение с частотой модуляции, то, модулируя гетеродин, оно создаст обратную связь по частоте, что приведет к существенному искажению выходного сигнала. После фильтра управляющий сигнал усиливается и подается на управляющий элемент гетеродина. В ряде случаев усилитель постоянного тока отсутствует, что, конечно, снижает эффективность АПЧ.

Если гетеродин приемника имеет начальную расстройку $\Delta f_р$, то частотный детектор оказывается разбалансированным и появляется управляющее напряжение. Уход частоты гетеродина под его влиянием уменьшается, что в свою очередь уменьшает величину управляющего напряжения. В результате достигается равновесие, при котором уход частоты гетеродина (остаточная расстройка) становится равным

$$\Delta f_г = \Delta f_р - S_{упр} K U_{упр}, \tag{8-1}$$

где $S_{упр}$ — крутизна характеристики управляющего элемента, кГц/В; К — коэффициент усиления усилителя постоянного тока.

Управляющее напряжение пропорционально крутизне S_S сквозной S-кривой приемника и остаточной расстройке

$$U_{упр} = S_S \Delta f_г. \tag{8-2}$$

Подставляя значение $U_{упр}$ в (8-1), получим выражение

$$\frac{\Delta f_р}{\Delta f_г} = 1 + K S_{упр} S_S. \tag{8-3}$$

Отношение $\Delta f_р/\Delta f_г$ расстроек гетеродина без АПЧ и с АПЧ называется коэффициентом АПЧ и определяет ее эффективность. Значение этого коэффициента больше единицы и обычно находится в пределах 2—10. Бо́льшее значение относится к схемам с усилителем постоянного тока.

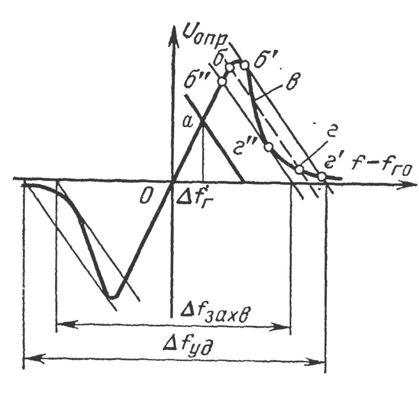


Рис. 8-2. Графическое представление работы АПЧ.

Действие АПЧ характеризуется полосой захвата и полосой удержания. Полоса захвата — полоса частот, при подходе к которой срабатывает АПЧ. Полоса удержания — полоса частот, в пределах которой продолжается действие АПЧ. Бывают случаи, когда полосы захвата и удержания равны, но обычно полоса удержания заметно превышает по величине полосу захвата. Чтобы понять, почему это происходит, решим систему уравнений (8-1) и (8-2) графически (рис. 8-2). Если считать, что $S_{упр}$ меняется в рабочем диапазоне незна-

чительно, то уравнение (8-1) может быть представлено в виде прямой линии, пересекающей ось абсцисс в точке $\Delta f_р$. Уравнение (8-2) представляет собой сквозную *S*-кривую приемника. Точка *а* является единственным решением этих уравнений и дает установившееся значение расстройки гетеродина $\Delta f_г$.

Однако с увеличением начальной расстройки гетеродина появляются три возможных решения системы уравнений (пунктир на рис. 8-2, точки *б*, *в*, *г*). Точка *в* соответствует неустойчивому состоянию, *б* и *г* — двум устойчивым состояниям. Какое из них имеет место, зависит от направления изменения начальной расстройки. Если расстройку гетеродина постепенно увеличивать, то прямая, представляющая уравнение (8-1), будет двигаться вправо — от *а* и *б* и далее к *б′*. При дальнейшем увеличении расстройки решение *б* исчезает и система скачком переходит в состояние, определяемое точкой *г′*. Происходит срыв слежения АПЧ. Соответствующая этому моменту начальная расстройка равна половине полосы удержания АПЧ ($\Delta f_{уд}/2$).

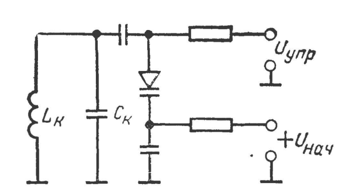


Рис. 8-3. Включение варикапа АПЧ параллельно емкости контура гетеродина.

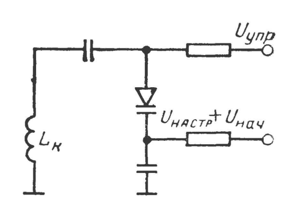


Рис. 8-4. Использование для АПЧ варикапа гетеродина при электронной настройке.

Если, наоборот, двигаться от больших расстроек влево по оси абсцисс, то будет иметь место точка *г* до тех пор, пока не дойдем до точки *г″*. В этот момент произойдет скачок в точку *б″*, т. е. произойдет «захват» АПЧ. Начальная расстройка при этом равна половине полосы захвата ($\Delta f_{захв}/2$).

Поскольку сквозная *S*-кривая приемника меняется с изменением сигнала, то меняются и параметры АПЧ. С увеличением сигнала коэффициент автоподстройки, а также полосы захвата и удержания увеличиваются.

При введении в УКВ приемник АПЧ нужно следить, чтобы полоса удержания не была слишком большой (больше 1,5 МГц), так как в этом случае при перестройке приемника может быть «потеряна» соседняя УКВ станция. Правда, обычно АПЧ делается отключаемой, и тогда поиск станции удобнее производить при выключенной АПЧ. Полосу захвата желательно иметь несколько большей, чем полоса пропускания тракта приемника, т. е. равной около 300 кГц, что облегчает «захват» сигнала при настройке приемника.

Следует заметить, что применение АПЧ практически избавляет от ошибочной установки приемника на боковую настройку. Боковые настройки располагаются в области частот, примерно соответствующей боковым скатам сквозной *S*-кривой, и АПЧ при захвате переводит частоту гетеродина в пределы центральной ветви *S*-кривой, т. е. на частоту основной настройки.

Ниже рассматриваются три варианта осуществления АПЧ при УКВ приеме.

Первый вариант: гетеродин блока УКВ имеет индуктивную или емкостную настройку. В этом случае управляющий варактор включается параллельно основной емкости контура (рис. 8-3). Коэффициент АПЧ при этом невелик: варактор является лишь частью общей емкости контура гетеродина. При емкостной настройке коэффициент АПЧ возрастает с увеличением частоты настройки, так как основная емкость контура уменьшается, а изменения емкости варактора остаются такими же. Недостатком рассматриваемого варианта при емкостной настройке является также уменьшение перекрытия по диапазону, так как варикап увеличивает начальную емкость контура. Пример реализации такой схемы АПЧ — блок УКВ-2-2-Е (см. § 6-8). При индуктивной настройке коэффициент АПЧ примерно одинаков по всему диапазону.

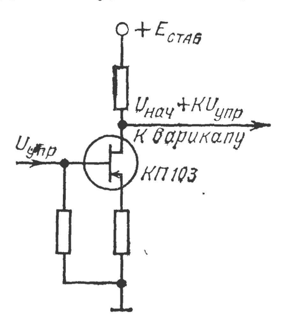


Рис. 8-5. Включение полевого транзистора как усилителя АПЧ.

Второй вариант: блок УКВ имеет электронную настройку. В этом случае для АПЧ могут быть использованы те же варакторы, которые используются для основной настройки (рис. 8-4).

Недостатком рассматриваемого варианта является существенное изменение коэффициента АПЧ, а также полосы захвата и удержания по диапазону. Изменение происходит из-за того, что крутизна характеристики варактора меняется от максимума на нижнем конце диапазона до минимума на верхнем конце, что хорошо видно из рис. 6-19. Пример реализации такой схемы АПЧ — блок УКВ-6 (см. § 6-8).

Третий вариант — АПЧ с усилением управляющего напряжения. Одна из схем этого варианта показана рис. 8-5. Здесь роль усилительного элемента играет полевой транзистор КП-103. Фактически он является переменным резистором, изменяющим соотношение плеч делителя напряжения, а следовательно, меняющим в нужном направлении величину напряжения питания варакторов. Такая схема позволяет получить коэффициент АПЧ в средней части УКВ диапазона, равным 4—5 и более. АПЧ с усилением применена в УКВ тюнере высшего класса (см. § 10-3).

8-2. Бесшумная настройка и подавление боковых настроек

При перестройке с одной станции на другую характерным для УКВ приема является возникновение сильного шума в периоды, когда несущая отсутствует. Этот шум тем больше, чем совершеннее приемник, так как в этом случае больше усиление тракта и амплитудное ограничение достигается уже на уровне шума. Естественно желание иметь в приемнике дополнительное устройство, которое «запирало» бы звуковой тракт при отсутствии несущего колебания. Один из вариантов такой схемы бесшумной настройки изображен на рис. 8-6. Вход устройства через малую емкость C_1 подключается к одному из выходных каскадов УПЧ, в котором еще отсутствует

ограничение амплитуды на уровне шума. Напряжение промежуточной частоты усиливается транзистором T_1, выпрямляется и открывает транзистор T_2. Напряжение на его эмиттере возрастает (оно регулируется переменным резистором R_{11}), и открывается транзистор T_3, напряжение на коллекторе которого резко падает и запирает открытый ранее транзистор T_4. Тем самым создается перепад напряжения на выходе, который может быть использован для отпирания последнего каскада УПЧ или входного каскада усилителя звуковых частот.

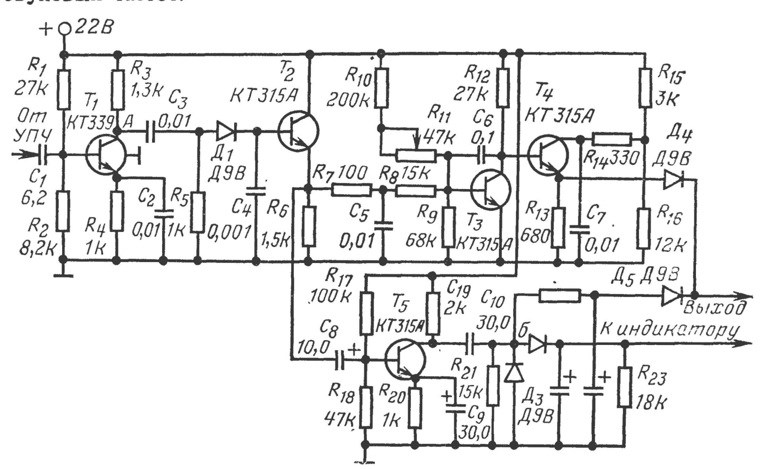


Рис. 8-6. Схема устройства для подавления шума и боковых настроек.

Для подавления боковых настроек выпрямленное напряжение ПЧ снимается с эмиттера транзистора T_2 и его переменная составляющая усиливается транзистором T_5 и вновь выпрямляется диодами $Д_2$ и $Д_3$. При точной настройке паразитная АМ практически отсутствует и напряжение в точке *б* тоже.

При настройке на боковой скат *S*-кривой приемника возникает сильная паразитная АМ. Поэтому одновременно с полезной модуляцией сигнала возникает выпрямленное напряжение в точке *б*, которое может быть использовано для полного или частичного запирания тракта звуковой частоты приемника.

Таким образом, приемник нормально работает только при одновременном выполнении двух условий:

достаточном напряжении ПЧ, превышающем уровень шума;

настройке приемника на центральную часть *S*-кривой.

8-3. Индикация точной настройки приемника

Самый простой способ индикации настройки приемника на выбранную станцию — по максимуму принимаемого сигнала. Этот способ широко применяется в АМ приемниках. При ЧМ приеме он не дает хороших результатов потому, что из-за амплитудного ограни-

чения в тракте ПЧ максимум становится расплывчатым, а точная настройка на центр резонансной кривой — весьма неопределенной.

Простейший и довольно широко применяемый способ индикации точной настройки в этом случае — настройка на нуль S-кривой частотного детектора. Если тракт приемника настроен правильно, то центр S-кривой частотного детектора совпадает с центром резонансной кривой ПЧ тракта и точная настройка на нуль S-кривой обеспечивает прием с минимумом нелинейных искажений.

На рис. 8-7,*а*, *б* показаны две схемы подключения измерительного прибора — нуль-индикатора к детектору отношений. В первой схеме прибор включен в цепь АПЧ, во второй (рис. 8-7,*б*) прибор через добавочные сопротивления включен в плечи детектора отношений.

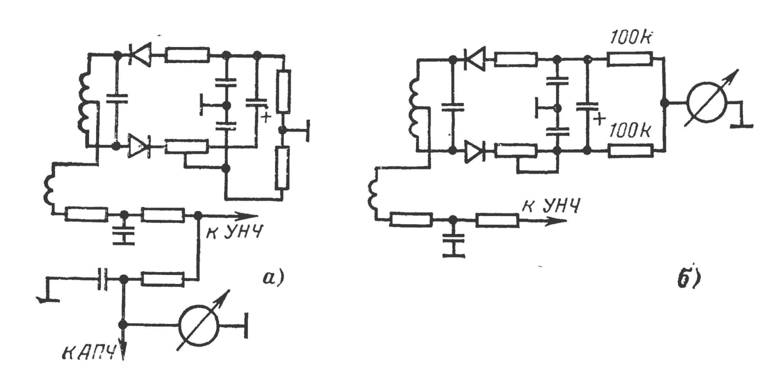


Рис. 8-7. Две схемы подключения индикатора нуля S-кривой.

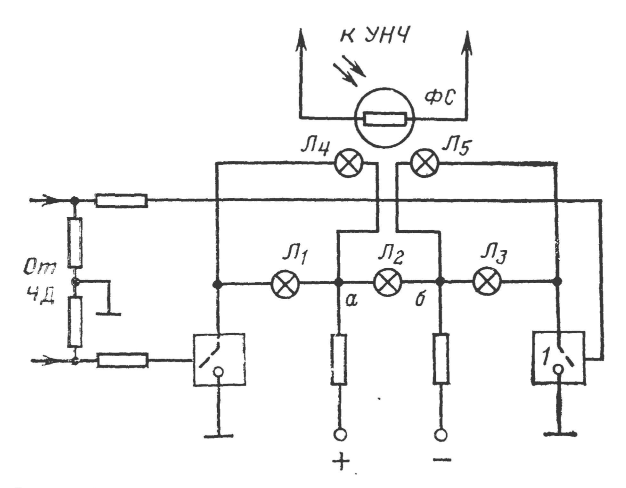


Рис. 8-8. Схема устройства для индикации точной настройки с лампами накаливания.

Интересное решение индикации точной настройки и подавления шумов применено в одном из приемников фирмы «Грундиг». Принцип действия этого индикатора показан на рис. 8-8. К плечам детектора отношений подключены триггеры (*1*), открытые при отсутствии напряжения и закрытые при достаточной его величине. Если приемник не принимает несущей частоты УКВ радиостанции, то напряжение шума недостаточно для запирания триггеров. В результате ток течет через лампочки $Л_1$ и $Л_3$ и они загораются. Разность потенциалов между точками *а* и *б* мала и $Л_2$ не горит. При точной настройке на станцию оба триггера запираются, лампочки $Л_1$ и $Л_3$ гаснут, напряжение между точками *а* и *б* резко возрастает и загорается лампочка $Л_2$. Для большей наглядности лампочки $Л_1$ и $Л_3$ окрашиваются в красный цвет, а $Л_2$ — в белый. При небольшой расстройке симметрия напряжений на плечах детектора отношений нарушается и зажигается красная лампочка, включенная в то плечо, где

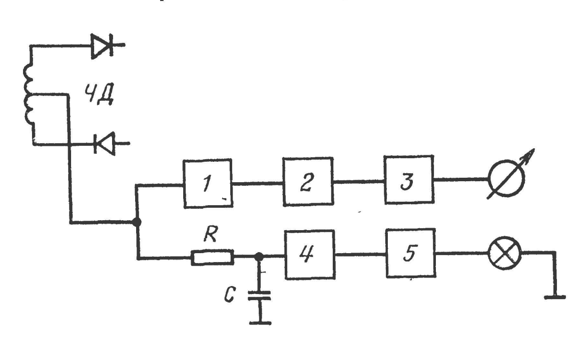


Рис. 8-9. Схема индикации точной настройки по минимуму шумов и нулю *S*-кривой.

1 — резонансный усилитель на 110 кГц; *2* — амплитудный детектор; *3* — логарифмический усилитель постоянного тока; *4* — дифференциальный усилитель постоянного тока; *5* — усилитель мощности.

напряжение уменьшилось. Белая лампочка при этом гаснет. Таким образом, возможны следующие варианты: точная настройка (горит белая лампочка); расстройка влево (горит левая красная лампочка); расстройка вправо (горит правая красная лампочка); станция не принимается (горят обе красные лампочки).

Схема позволяет осуществить подавление шума и боковых настроек. Для этого включены две дополнительные лампочки $Л_4$ и $Л_5$, освещающие фотосопротивление ФС. Если хотя бы одна из них горит, сопротивление ФС становится малым и запирает тракт звуковой частоты.

В одном из приемников фирмы Харман — Кардон применена точная настройка по двум индикаторам. Один из них — микроамперметр — показывает уровень шума и позволяет настраиваться на его минимум, что соответствует максимуму полезного сигнала. Другой индикатор — лампочка накаливания — включен так, что обеспечивает максимум свечения при настройке, близкой к нулю *S*-кривой.

Принцип действия индикации показан на рис. 8-9. Переменное напряжение, снятое с детектора отношений, поступает на резонансный усилитель, пропускающий частоты в области 110 кГц,

в которой нет полезного модулирующего сигнала, а шум велик. Напряжение шума выпрямляется и через усилитель постоянного тока с логарифмической характеристикой подается на микроамперметр. При настройке на радиостанцию напряжение шума падает и минимум показаний прибора примерно соответствует точной настройке.

Одновременно постоянная составляющая напряжения детектора отношений через интегрирующую RC-цепь поступает на дифференциальный усилитель. При настройке на нуль S-кривой усилитель сбалансирован и напряжение на его выходе минимально. Это соответствует максимальному току на выходе усилителя мощности. Лампочка индикатора горит. При уходе от центра S-кривой она гаснет.

Наиболее совершенной схемой индикации точной настройки ЧМ приемника является разработанная в нашей стране схема. Она указывает положение точной настройки по совмещению следующих трех факторов: имеется достаточное напряжение промежуточной частоты на выходе УПЧ; приемник настроен на центр S-кривой детектора отношений; паразитная АМ в тракте промежуточной частоты минимальна.

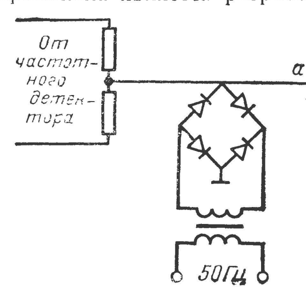


Рис. 8-10. Схема индикации нуля S-кривой.

Для индикации первого и третьего факторов можно использовать схему рис. 8-6, рассмотренную в предыдущем параграфе. Напряжение, отражающее уровень промежуточной частоты снимается с точки a, а напряжение детектированной паразитной АМ — с точки $б$.

Для индикации нуля S-кривой лучше применить схему, показанную на рис. 8-10. Мост из четырех диодов питается переменным током 50 Гц от одной из обмоток силового трансформатора (напряжение 6—10 В). На другую диагональ моста подается постоянная

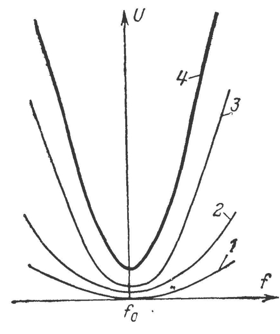


Рис. 8-11. Характеристики схемы точной настройки.

1 — напряжение индикации нуля S-кривой; 2 — напряжение от паразитной АМ; 3 — напряжение, обратно пропорциональное уровню ПЧ; 4 — суммарная кривая.

составляющая напряжения с выхода детектора отношений. Если приемник настроен на нуль S-кривой, то постоянная составляющая отсутствует и в точке a моста нет переменного напряжения. Если приемник расстроен, то одна пара диодов ($Д_1$ и $Д_3$ или диоды $Д_2$ и $Д_4$) начинает запираться, а другая—отпираться. Равновесие моста на-

рушается, и в точке *а* появляется напряжение частоты 50 Гц. Сигнал после усиления детектируется и на выходе детектора получаем напряжение, величина которого пропорциональна расстройке относительно центра *S*-кривой.

Таким образом, точной настройке соответствуют: нулевое напряжение на выходе схемы рис. 8-10; минимальное напряжение в точке *б* схемы рис. 8-6; минимальное напряжение в точке *а* — схемы рис. 8-6.

Сумма этих трех напряжений (рис. 8-11) позволяет оценить точность настройки приемника по минимуму показания прибора. Удельный вес каждого из трех факторов может подбираться так, чтобы он соответствовал влиянию этого фактора на общие искажения принимаемого сигнала.

8-4. Индикация точной настройки антенны

Как уже отмечалось, одним из условий высококачественного УКВ приема является хорошая антенная система, создающая достаточно сильный сигнал на входе приемника при минимуме приема отраженных сигналов. Поэтому полезно иметь в приемнике индикатор, позволяющий осуществить оптимальную установку антенны. Для измерения сигнала на входе приемника используют напряжение в тракте ПЧ, где еще нет сильного ограничения амплитуды, например после входного ФСС (рис. 8-12). Усиленное и продетектированное напряжение будет указывать мощность сигнала на входе приемника. На шкале указателя можно нанести только одну метку, соответствующую мощности, достаточной для высококачественного приема, т. е. обеспечивающей предельное отношение сигнал/шум. Если из полученного сигнала детектированием выделить огибающую, то при наличии модуляции можно судить об интенсивности отраженных сигналов (положение *2* на рис. 8-12), создающих паразитную АМ входного сигнала. Ориентируясь на указатель, можно развернуть антенну таким образом, чтобы отраженные сигналы были минимальны.

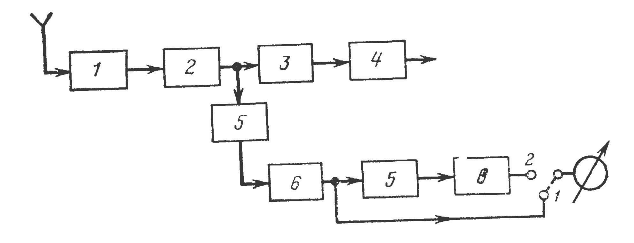


Рис. 8-12. Структурная схема индикатора напряжения в антенне.
1 — блок УКВ; 2 — фильтр сосредоточенной селекции; 3 — УПЧ; 4 — частотный детектор; 5 — усилитель; 6 — детектор.

В заключение следует заметить, что для индикации настройки антенны совершенно не обязательно вводить в приемник отдельный самостоятельный тракт. Для этого можно использовать элементы

схемы бесшумной настройки и подавления боковых настроек, описанной в § 8-2. Переключение этих элементов на вход УПЧ производят нажатием отдельной кнопки «Антена».

8-5. Электронные индикаторы для УКВ приемников

Применение электронной настройки приемников в УКВ диапазоне создает возможность значительного упрощения индикации частоты настройки. При электронной настройке частота гетеродина является функцией напряжения, поданного на варакторы. Достаточно измерить это напряжение вольтметром и отградуировать его шкалу в длинах волн (или частотах), чтобы получить надежную шкалу, не содержащую механических элементов (ролики, тросик и т. п.). При этом следует позаботиться, чтобы цепь вольтметра не потребляла значительного тока, так как это усложняет стабилизацию цепей питания варакторов. Можно питать вольтметр или миллиамперметр через усилитель мощности, как условно показано на схеме рис. 8-13.

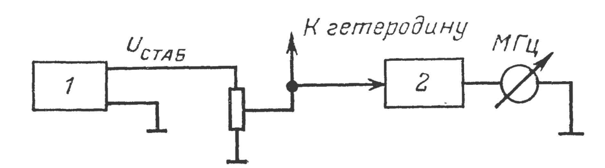


Рис. 8-13 Индикация частоты настройки с помощью вольтметра.

1 — источник питания; 2 — усилитель мощности.

Для получения равномерной шкалы усилитель мощности выполняют с нелинейной амплитудной характеристикой. На рис. 8-14 показана примерная форма амплитудной характеристики усилителя, соответствующая вольт-частотной характеристике настройки и обеспечивающая получение равномерной шкалы частоты настройки.

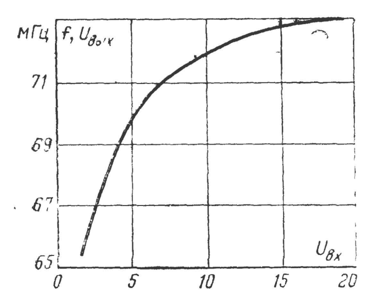


Рис. 8-14. Характеристика частоты настройки и амплитудная характеристика усилителя мощности.

В качестве вольтметра в схеме на рис. 8-13 можно использовать газоразрядный линейный индикатор ИН-13, представляющий собой трубку, длина светящегося разряда в которой пропорциональна напряжению, приложенному к вспомогательному катоду. Длина линейного участка индикации 100 мм, что позволяет использовать его в роли электронной шкалы, нанеся деления, соответствующие настройке на различные частоты в пределах радиовещательного УКВ диапазона.

Основные данные индикатора ИН-13: напряжение зажигания, не более 140 $В_{эфф}$; ток индикации минимальный 0,3—0,8 мА, макси-

мальный 3,8—4,3 мА; погрешность от нелинейности характеристики; не более ±3 мм; ток вспомогательного катода, обеспечивающий фиксацию разряда, 0,09—0,13 мА; длина без выводов не более 160 мм; диаметр наибольший 10 мм; масса не более 15 г.

Схема включения индикатора показана в § 10-3 при описании УКВ тюнера высшего класса.

В последние годы предпринимаются попытки использования в высококачественных моделях УКВ тюнеров вспомогательной электронно-лучевой трубки (ЭЛТ). Фирма «Маранц» (Marantz) предлагает использовать ЭЛТ для индикации: точной настройки, отсутствия паразитной АМ и правильности стереофонического приема.

На рис. 8-15 показаны осциллограммы: при отсутствии полезного сигнала (на экране виден шум) — рис. 8-15,*а*, при правильной настройке (рис. 8-15,*в*) и при расстройках приемника в разные стороны — (рис. 8-15,*б* и *г*). При переключении ЭЛТ (рис. 8-16) можно оценить качество приема. При приеме без искажений видна горизонтальная линия (рис. 8-16,*а*). Появление искажений (например, из-за перемодуляции) ведет к искривлению этой линии (рис. 8-16,*б*). При появлении многолучевого приема линия изменяется, как показано на рис. 8-16,*в* и *г*. Использование ЭЛТ для определения качества стереофонического приема имитирует стереогониометр — прибор, широко применяемый в студийной технике. Подробно этот вид индикации описан в § 9-7.

Другой вариант использования ЭЛТ в УКВ тюнере разработан в нашей стране. На экране ЭЛТ (рис. 8-17) получают панораму

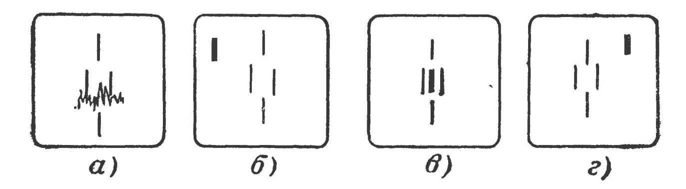


Рис. 8-15. Осциллограммы индикации настройки приемника.

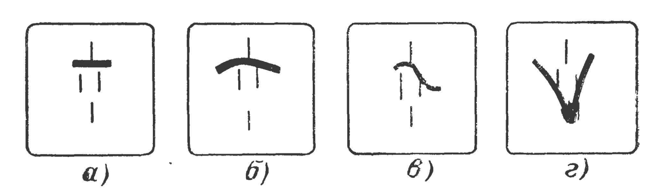


Рис. 8-16. Осциллограммы индикации качества приема.

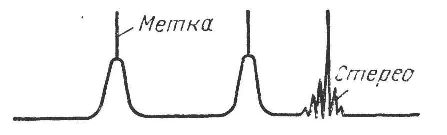


Рис. 8-17. Панорама расположения сигналов УКВ радиостанций и метки настройки.

расположения радиовещательных станций в УКВ диапазоне с указанием рода работы станций (моно — стерео). Принцип получения такой панорамы упрощенно показан на рис. 8-18. При положении *1* переключателя на варакторы настройки блока УКВ подается переменное напряжение низкой частоты (50 Гц). Оно изменяется в пределах, обеспечивающих плавное периодическое изменение настройки блока УКВ в диапазоне 65,8—73 МГц. Это же напряжение подается на горизонтальные пластины ЭЛТ. В моменты, когда настройка блока УКВ совпадает с частотами работающих передатчиков, на выходе УПЧ появляется напряжение, поступающее на вертикальные пластины ЭЛТ. На экране появляется панорама расположения работающих станций.

Если какая-либо из станций работает в стереорежиме, то к выходному напряжению УПЧ добавляется напряжение поднесущей частоты 31,25 кГц (гл. 10) и форма осциллограммы приобретает характерный вид, указывающий на стереопередачу.

При рассматривании панорамы станций выход частотного детектора отключается от тракта звуковой частоты, так что сигнал на выходе приемника отсутствует.

Панорамный индикатор позволяет заранее установить потенциометры фиксированных настроек на желаемые УКВ радиостанции. Для этого в цепи каждой фиксированной настройки установлены цепи сравнения. Как только напряжение на варакторах становится равным напряжению на выходе потенциометра точной настройки, цепь сравнения выдает узкий импульс (метку) (см. рис. 8-17), который через устройство сложения поступает на вертикальные пластины ЭЛТ. Вращая ручку настройки, можно «расставить» эти метки так, чтобы они совпадали с сигналами от желаемых радиостанций.

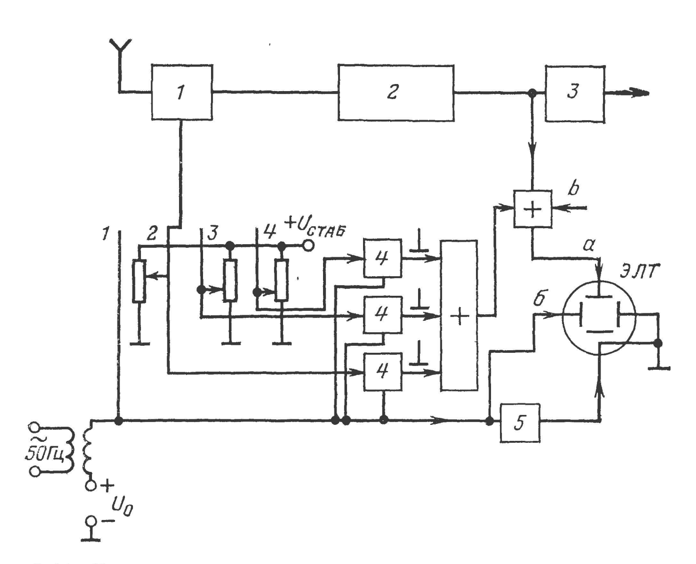


Рис. 8-18. Структурная схема панорамного индикатора.

1 — блок УКВ; *2* — УПЧ; *3* — частотный детектор; *4* — схема сравнения; *5* — схема гашения обратного хода луча.

Тогда при переключении ключа на соответствующую фиксированную настройку будут приниматься выбранные станции.

Точная настройка при приеме станции может осуществляться индикатором с диодным мостом (рис. 8-10), если выход этого индикатора подключить на вертикальные пластины. На горизонтальные пластины подается переменное напряжение, питающее диодный мост. На экране ЭЛТ при точной настройке появится горизонтальная линия. При расстройке в ту или другую сторону будут образовываться S-образные изображения, как показано пунктиром на рис. 8-19.

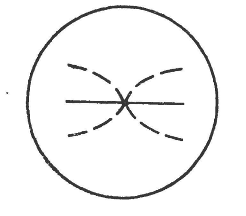


Рис. 8-19. Индикация точной настройки с помощью ЭЛТ.

ЭЛТ в этой схеме может использоваться и для других целей (настройки антенны, стереогониометра, проверки формы колебаний в различных точках тракта).

Применение ЭЛТ в приемнике ведет к его удорожанию. Однако надо полагать, что в некоторых моделях такой вид индикации будет применяться достаточно широко.

8-6. Сенсорное переключение

В последнее время в Советском Союзе разработан ряд моделей приемников, использующих сенсорное управление, т. е. переключение цепей за счет прикосновения пальцем. Сенсорное управление позволяет обойтись без механических переключателей и является большим шагом вперед к полному исключению механических переключателей в приемнике.

Структурная схема сенсорного переключателя в самом общем виде показана на рис. 8-20. При касании пальцем сенсорной площадки напряжение питания поступает на управляющий элемент (ключ), срабатывание которого переводит переключающий элемент (обычно триггер) в другое устойчивое состояние. При этом в схеме приемни-

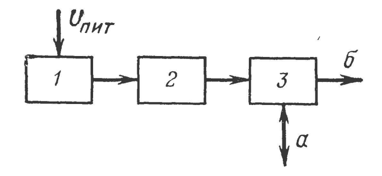


Рис. 8-20. Структурная схема сенсорного переключателя.

1 — сенсорная площадка; *2* — управляющий элемент; *3* — переключающий элемент; *а* — линия сброса; *б* — к схеме приемника.

ка происходят необходимые изменения (например, включение АПЧ). В этом устойчивом состоянии переключающий элемент удерживается до тех пор, пока по линии сброса не поступит сигнал возврата в начальное устойчивое состояние.

В качестве управляющего элемента используют различные устройства в зависимости от принципа выбранного сенсорного переключения. Так, если используется кожная проводимость оператора,

то при касании сенсорной площадки напряжение питания через омическое сопротивление пальца (около 10 МОм) подводится к транзисторному усилителю постоянного тока, выход которого включен на переключающий элемент.

Если используется подключение к сенсорной площадке сопротивления человека относительно земли (это сопротивление носит комплексный резистивно-емкостный характер), то в качестве управляющего элемента обычно используется транзисторный генератор, колебания которого срываются при касании площадки. Предпочтительнее схема, где, наоборот, при касании площадки пальцем генератор начинает работать на короткое время. Такая цепь создает меньше помех. В обоих случаях напряжение генератора воздействует на переключающий элемент.

Для управления может использоваться затемнение сенсорной площадки при закрытии ее пальцем. В этом случае сенсорная площадка представляет собой фоторезистор и сама является основной частью управляющего элемента. При касании пальцем фоторезистор затемняется, его сопротивление увеличивается и создающийся при этом скачок напряжения воздействует на переключающий элемент. Для такого варианта управления лучше всего использовать собственный источник света, чтобы работа устройства не зависела от освещенности приемника.

Применение сенсорного переключения несколько усложняет приемник, но существенно повышает надежность работы переключателей в связи с отсутствием механических устройств и контактов.

Глава девятая

СТЕРЕОФОНИЧЕСКИЙ РАДИОПРИЕМ

9-1. Система стереофонического УКВ радиовещания

Стереофоническое воспроизведение звука позволяет существенно повысить качество звучания по сравнению с монофоническим. При стереофоническом воспроизведении удается создать «эффект присутствия» слушателя в зале, где звучит музыкальное или литературно-драматическое произведение. Ощущается направление на отдельные источники звука, чувствуется реверберация зала, лучше различаются отдельные инструменты в оркестре или голоса в хоре. Стереофоническое воспроизведение звука получило широкое распространение во всех развитых странах.

Наряду со стереофоническими магнитными и граммофонными записями получило признание и стереофоническое радиовещание. Поскольку только УКВ диапазон создает возможность действительно высококачественного воспроизведения звука, стереофоническое вещание ведется в УКВ диапазоне.

При стереофоническом вещании вместо одного звукового сигнала передаются два: левый сигнал A, передающий информацию с звучанием с левой стороны сцены, и правый B, передающий информацию о звучании правой стороны. Оба звуковых сигнала передаются через один передатчик, на одной несущей частоте.

В Советском Союзе действует система стереофонического радиовещания с полярной модуляцией (ГОСТ 18633-73), использующая полярно-модулированные (ПМ) колебания (рис. 9-1), отличающиеся

от обычных АМ колебаний тем, что огибающие верхних и нижних полупериодов несущей частоты передают разные модулирующие сигналы. В ПМ колебании огибающая положительных полупериодов несет информацию о сигнале A, а отрицательных — о сигнале B. На возможность такой модуляции впервые было указано в 1939 г. А. М. Косцовым.

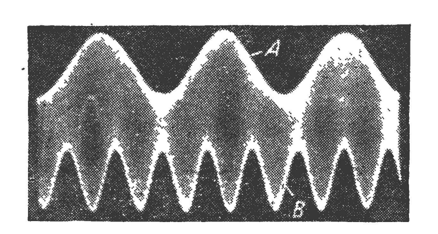


Рис. 9-1. Полярно-модулированное колебание.

Уравнение ПМ колебания записывается в виде

$$u=(U_A+U_B)+(U_A-U_B)\sin\omega t, \qquad (9\text{-}1)$$

где при синусоидальных модулирующих сигналах

$$\left.\begin{aligned} U_A &= U_m\,(1+m_A\sin\Omega_A t);\\ U_B &= U_m\,(-1+m_B\sin\Omega_B t). \end{aligned}\right\} \qquad (9\text{-}2)$$

Из уравнения (9-1) видно, что ПМ колебание можно представить состоящим из двух частей (рис. 9-2). Первая часть — тональная содержит сумму сигналов $A+B$. Вторая часть — надтональная представляет обычное АМ колебание, причем модуляция производится разностью сигналов $A-B$. Если в уравнении (9-1) положить $\sin\omega t=1$, то для верхней огибающей

$$U_+=2U_A.$$

A + B
A − B
A − B
f
F_B f_0-F_B f_0 f_0+F_B

Рис. 9-2. Спектр ПМ колебаний.

Если положить $\sin\omega t=-1$, то получаем уравнение нижней огибающей

$$U_-=2U_B.$$

Не всякая сумма низкочастотного и АМ колебания представляет собой ПМ колебание. Для этого должно выполняться определенное соотношение между амплитудами и фазами тональной и надтональной частей. Так, если в уравнении (9-1) одну из частей (например,

тональную) увеличить в k раз по амплитуде, то для огибающих получим:

$$U_{+}=(k+1)U_A+(k-1)U_B;$$
$$U_{-}=(k-1)U_A+(k+1)U_B,$$

т. е. сигналы A и B перестают разделяться.

Разделения огибающих также не произойдет, если тональная или надтональная часть ПМ колебания получит фазовый сдвиг.

Сохранение необходимых соотношений между амплитудами и фазами двух частей спектра ПМ колебания является необходимым условием высококачественного приема стереофонической радиопередачи.

Применение полярной модуляции позволяет передать одновременно два модулирующих сигнала A и B, требуемые при стереофоническом радиовещании.

Однако непосредственно передать ПМ-колебание в эфир не удается, так как оно содержит низкочастотную, тональную часть. Для передачи в эфир высокочастотную несущую передатчика модулируют ПМ-колебанием. Таким образом, при стереофоническом радиовещании модуляция производится в два этапа. Звуковыми сигналами A и B осуществляется полярная модуляция поднесущей частоты $f_{под}$, а затем ПМ колебание модулирует по частоте несущую передатчика.

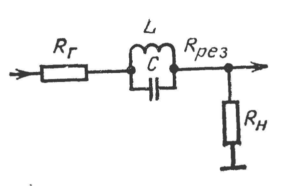


Рис. 9-3. Схема цепи подавления поднесущей.

Значение частоты поднесущей при стереофоническом вещании принято равным 31,25 кГц, а модуляция поднесущей производится звуковыми частотами до 15 кГц. При этом спектр ПМ колебания простирается до 31,25+15=46,25 кГц. Таким образом, в отличие от обычного монофонического УКВ вещания частотная модуляция передатчика при стереовещании производится частотами до 46,25 кГц.

Такая система стереофонического вещания позволяет сохранить так называемую «совместимость», т. е. монофонический приемник может принимать стереофоническую передачу без искажений, но, конечно, без стереоэффекта. При приеме на обычный приемник после детектирования останется ПМ колебание. Но надтональная часть его спектра (рис. 9-2) не слышна и радиослушатель примет только сигнал $A+B$, т. е. монофонический сигнал.

Система стереофонического вещания в том виде, как она описана выше, обладает серьезным недостатком. Предположим, в уравнении (9-2) $m_A=m_B=0$, т. е. полезная модуляция отсутствует. Тогда передатчик модулируется сигналом

$$u=2U_m \sin \omega t,$$

т. е. часть полезной девиации частоты затрачивается на передачу немодулированной поднесущей частоты. Так как общая максимальная девиация (±50 кГц) не может быть увеличена, то на долю полезного сигнала остается меньшая часть девиации, чем при монофонической передаче, когда поднесущая отсутствует. Можно показать, что полезная девиация при этом должна быть уменьшена по крайней мере в 2 раза, а это ведет к ухудшению отношения сигнал/шум на выходе приемника, т. е. к ухудшению качества приема.

Поэтому при стереофоническом радиовещании введено частичное (в 5 раз) подавление поднесущей частоты после модуляции. Для этого используется стандартная частотно-зависимая цепь (цепь подавления поднесущей), показанная на рис. 9-3. В этой схеме $R_г$ и $R_н$ — сопротивления генератора и нагрузки, $R_{рез}$ — резонансное сопротивление контура. Для подавления поднесущей частоты в 5 раз должно выполняться соотношение

$$R_{рез}=4(R_г+R_н). \qquad (9\text{-}3)$$

Для стандартизации формы кривой подавления нормирована величина добротности контура $Q=100$.

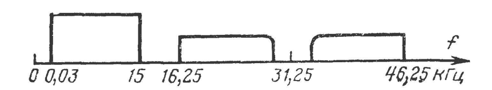


Рис. 9-4. Спектр КСС.

ПМ колебание после прохождения через цепь подавления поднесущей меняет свою форму. Образовавшийся при этом сигнал носит название комплексного стереофонического сигнала (КСС). Его спектр (рис. 9-4) отличается от спектра ПМ колебания меньшей амплитудой колебания поднесущей частоты и некоторым спадом уровня боковых полос модуляции вблизи поднесущей. Этот спад соответствует относительному коэффициенту передачи цепи подавления поднесущей, равному

$$\gamma_1=k_1\frac{1+jx}{5+jx}, \qquad (9\text{-}4)$$

где $x=200\ F$ кГц/31,25; F — расстройка относительно частоты 31,25 кГц.

В приемнике, на выходе частотного детектора вновь образуется КСС. Для преобразования его в ПМ колебание необходимо создать частотные характеристики, обратные частотным характеристикам цепи подавления поднесущей. Эту функцию выполняет цепь восстановления поднесущей (рис. 9-5). Коэффициент передачи этой цепи

$$\gamma_2=k_2\frac{5+jx}{1+jx}, \qquad (9\text{-}5)$$

где x — та же величина, что в формуле (9-4).

Форма амплитудно- и фазочастотной характеристик цепи восстановления поднесущей частоты показана на рис. 9-6.

Основные данные системы стереофонического радиовещания с полярной модуляцией в соответствии с ГОСТ 18633-73 следующие: полоса воспроизводимых звуковых частот 30—15 000 Гц; поднесущая частота (31 250±2) Гц; степень подавления колебания поднесущей частоты (14±

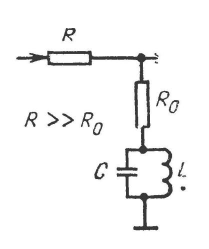


Рис. 9-5. Схема цепи восстановления поднесущей.

±0,2) дБ; максимальный коэффициент модуляции колебания поднесущей частоты до ее подавления 0,8; добротность контура подавления колебания поднесущей частоты 100±5; максимальная девиация частоты передатчика ±50 кГц; девиация частоты передатчика поднесущей частотой ±10 кГц; максимальная девиация частоты передатчика суммарным ($M=A+B$) или разностным ($S=A-B$) стереосигналом ±40 кГц; постоянная времени предыскажений по звуковым частотам 50 мкс; расположение стереоканалов: A (левый) соответствует увеличению несущей частоты, B (правый) — ее уменьшению.

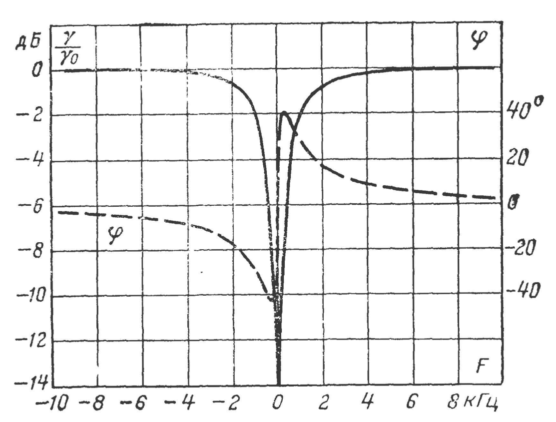


Рис. 9-6. Частотные характеристики цепи рис. 9-5.

Структурная схема приемо-передающего тракта при стереофоническом радиовещании показана на рис. 9-7. Сигналы A и B после цепи предыскажений ($\tau=50$ мкс) поступают на полярный модулятор, с которого снимается ПМ колебание. После цепи подавления поднесущей образуется КСС, модулирующий несущую передатчика.

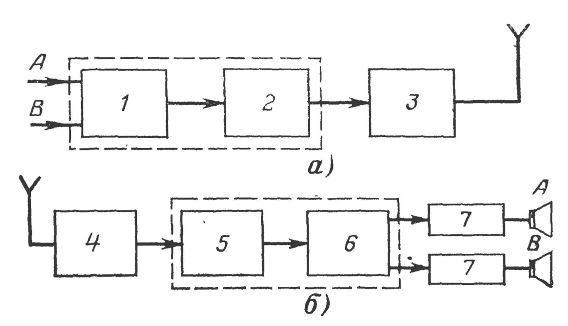


Рис. 9-7. Структурная схема тракта стереофонического вещания.

а — передающая часть; *б* — приемная часть; *1* — полярный модулятор; *2* — цепь подавления поднесущей; *3* — передатчик; *4* — приемник; *5* — цепь восстановления поднесущей: *6* — детектор ПМ колебаний; *7* — усилитель звуковых частот.

Он снимается с частотного детектора приемника, который после цепи восстановления поднесущей преобразуется в ПМ колебание. После детектирования ПМ колебания образуются сигналы *А* и *В*, поступающие на стереофонический (сдвоенный) усилитель звуковой частоты. Схему восстановления поднесущей вместе с детектором ПМ колебаний обычно объединяют в общий блок-стереокодер.

За рубежом действуют другие системы стереофонического вещания. Так, в США, Канаде и ряде стран Европы эксплуатируется «система с пилот-тоном», разработанная в США. Отличается она тем, что поднесущая частота подавляется на стороне передачи полностью. Для ее восстановления на приемном конце, передается специальный пилот-тон на частоте, равной половине частоты поднесущей. В приемнике после частотного детектора напряжение пилот-тона выделяется фильтром, его частота удваивается, и образовавшееся колебание с поднесущей частотой вводится в нужной фазе в КСС (рис. 9-8).

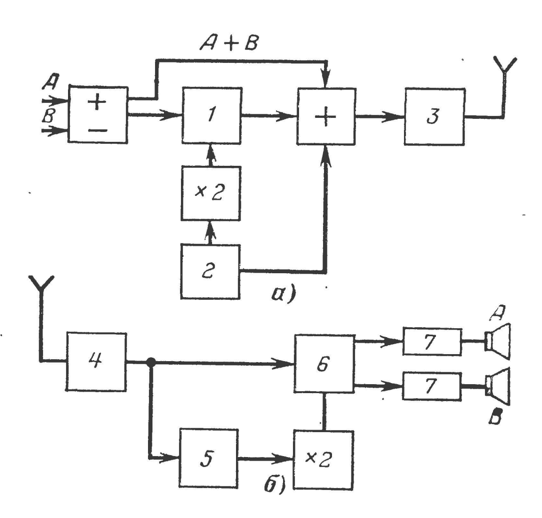


Рис. 9-8. Структурная схема тракта по системе с пилот-тоном.

а — передающая часть; *б* — приемная часть; *1* — амплитудный модулятор; *2* — генератор частоты пилот-тона; *3* — передатчик; *4* — приемник; *5* — устройство выделения пилот-тона; *6* — детектор стереосигнала; *7* — усилитель звуковых частот.

Так как в этой системе необходимо между тональной и надтональной частями КСС ввести пилот-тон, то значение поднесущей частоты было выбрано более высоким, чем в советской системе, равным 38 кГц. Частота пилот-тона соответственно равна 19 кГц, а верхняя частота сигнала, модулирующего передатчик, — 53 кГц.

В скандинавских странах предложена «шведская система», отличающаяся тем, что поднесущая модулируется разностными сигналами *А—В* не по амплитуде, а по частоте. Частота поднесущей в этой системе равна 33,5 кГц, максимальная ее девиация ±10 кГц.

Преимуществами советской системы стереофонического вещания являются более узкий спектр, занимаемый в эфире, более простой

приемник и возможность использования этой системы для стереофонического сопровождения телевидения. Последнее обеспечивается тем, что частота поднесущей синхронизируется с частотой развертки строк телевизионного изображения, так как равна 2-й гармонике этой частоты (15,625×2=31,25 кГц). В других системах возникают интерференционные свисты, вызванные расхождением этих частот.

Первая опытная передача телевидения со стереофоническим звуковым сопровождением по системе с полярной модуляцией состоялась в 1974 г. в Ленинграде.

9-2. Условия неискаженного воспроизведения комплексного стереосигнала

Как уже отмечалось, для правильной передачи ПМ колебаний или КСС необходимо сохранить амплитудные и фазовые соотношения между составляющими спектра. Всякие нарушения этих соотношений ведут прежде всего к появлению переходных искажений, т. е. сигнал A начинает попадать в канал сигнала B и наоборот.

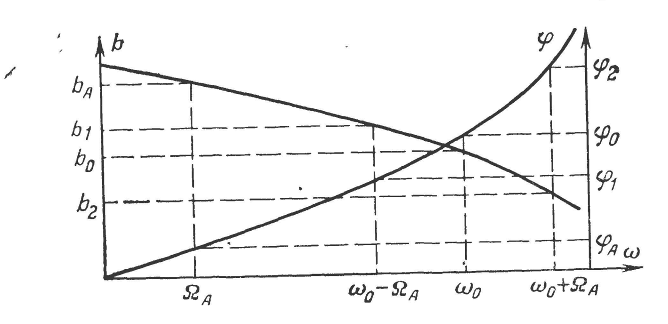


Рис. 9-9. Искажение спектра ПМ колебания при прохождении через четырехполюсник.

Уравнение ПМ колебаний (9-1) или уравнение КСС при модуляции чистым тоном в канале A может быть представлено в виде суммы спектральных составляющих

$$u_{\text{вх}}=U_A\sin\Omega_A t+U_0\sin\omega_0 t+\frac{U_A}{2}\cos(\omega_0-\Omega_A)t-$$

$$-\frac{U_A}{2}\cos(\omega_0+\Omega_A)t. \qquad (9\text{-}6)$$

Различие между ПМ колебаниями и КСС при достаточно высоких модулирующих частотах скажется в том, что для КСС величина U_0 будет в 5 раз меньше.

Если в уравнении (9-6) положить $\sin\omega_0 t=1$, то верхняя огибающая (полезный сигнал) равна $u_{\text{вх}+}=U_0+U_A\sin\Omega_A t$. Нижняя огибающая ($\sin\omega_0 t=-1$) равна $u_{\text{вх}-}=-U_0$. Сигнал канала A не проникает в нижнюю огибающую, т. е. переходное затухание между каналами равно бесконечности.

После прохождения через тракт каждая из составляющих изменится по амплитуде и получит приращение фазы (рис. 9-9)

$$u_{\text{вых}} = b_A U_A \sin(\Omega_A t + \varphi_A) + b_0 U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + b_1 \frac{U_A}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega_A) t + \varphi_1] - b_2 \frac{U_A}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega_A) t + \varphi_2]. \quad (9\text{-}7)$$

Если теперь предположить $\sin(\omega_0 t + \varphi_0)$ последовательно равным $+1$ и -1, то после преобразований получим:

$$\left.\begin{aligned} u_{\text{вых}+} &= b_0 U_0 + U_1 \sin(\Omega_A t + \psi_1); \\ u_{\text{вых}-} &= -b_0 U_0 + U_2 \sin(\Omega_A t + \psi_2), \end{aligned}\right\} \quad (9\text{-}8)$$

где

$$U_1 = U_A \sqrt{b^2{}_A + \frac{b^2{}_1}{4} + \frac{b^2{}_2}{4} + b_A b_1 \cos(\varphi_A - \varphi_0 + \varphi_1) + b_A b_2 \cos(\varphi_A + \varphi_0 - \varphi_2) + \frac{b_1 b_2}{2} \cos(2\varphi_0 - \varphi_1 - \varphi_2)};$$

$$U_2 = U_A \sqrt{b^2{}_A + \frac{b^2{}_1}{4} + \frac{b^2{}_2}{4} - b_A b_1 \cos(\varphi_A - \varphi_0 + \varphi_1) - b_A b_2 \cos(\varphi_A + \varphi_0 - \varphi_2) + \frac{b_1 b_2}{2} \cos(2\varphi_0 - \varphi_1 - \varphi_2)}.$$

Как видно из полученных уравнений, сигнал канала A из-за неидеальности характеристик тракта проникает в канал B. Величина переходного затухания между каналами

$$\beta = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}. \quad (9\text{-}9)$$

Для наиболее типичных случаев отклонения характеристик тракта от идеальных можно получить следующие упрощенные формулы расчета переходных затуханий между стереоканалами:

спад (или подъем) усиления на верхних частотах ($b_A = b_1 = 1$; $b_2 = 1 \mp \Delta$: $\varphi_A = \varphi_0 - \varphi_1 = \varphi_2 - \varphi_0$)

$$\beta = 20 \lg \frac{4}{\Delta},$$

т. е. для поддержания значения переходного затухания выше 30 дБ спад или подъем характеристики не должен превышать 12,7% (1 дБ);

нарушение линейности фазочастотной характеристики на верхних частотах ($b_A = b_1 = b_2 = 1$; $\varphi_A = \varphi_0 - \varphi_1 = \varphi_2 - \varphi_0 \pm \Delta$)

$$\beta = 20 \lg \sqrt{\frac{5 + 3\cos\Delta}{1 - \cos\Delta}}.$$

Величина $\beta=30$ дБ соответствует нелинейности около 7°;

спад (или подъем) усиления на нижних частотах ($b_A=1$; $b_1=b_2=1\pm\Delta$; $\varphi_A=\varphi_0-\varphi_1=\varphi_2-\varphi_0$)

$$\beta=20\lg\frac{2}{\Delta}.$$

Для получения $\beta\geqslant 30$ дБ неравномерность не должна превышать 0,5 дБ;

нарушение линейности фазочастотной характеристики на нижних частотах ($b_A=b_1=b_2=1$; $\varphi_0-\varphi_1=\varphi_2-\varphi_0=\varphi_A\pm\Delta$)

$$\beta=20\lg\left(\operatorname{ctg}\frac{\Delta}{2}\right).$$

Переходному затуханию 30 дБ соответствует $\Delta=4°$.

При передаче и приеме стереосигналов иногда используется передача тональной и надтональной частей КСС по разным трактам. Характеристики трактов могут отличаться. Если усиление по одному из трактов равно единице, а по другому $1\pm\Delta_1$, то переходное затухание

$$\beta=20\lg\frac{2}{\Delta_1}.$$

При различной крутизне фазочастотных характеристик трактоз ($\varphi_0-\varphi_1=\varphi_2-\varphi_0=\varphi_A\pm\Delta_2$), получаем

$$\beta=20\lg\left(\operatorname{ctg}\frac{\Delta_2}{2}\right).$$

Если, наконец, тракты отличаются и усилением и крутизной фазочастотных характеристик, то

$$\beta\approx 20\lg\frac{2}{\sqrt{\Delta^2_1+\Delta^2_2}}. \qquad (9\text{-}10)$$

Зависимость (9-10) удобно представить в виде диаграммы переходных затуханий, изображенной на рис. 9-10. По оси абсцисс отложено амплитудное, а по оси ординат — фазовое расхождение характеристик трактов. Переходное затухание может быть определено для любой модулирующей частоты.

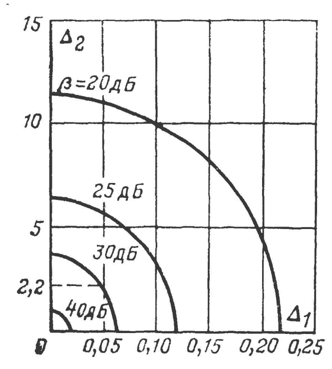


Рис. 9-10. Диаграмма переходных затуханий.

9-3. Помехи при стереофоническом приеме

При стереофоническом приеме действие шума и некоторых других помех оказывается более сильным, чем при монофоническом. Это происходит потому, что стереофонический приемник больше «открыт для помех», так как воспроизводит не только тональные, но и надтональные частоты.

На рис. 4-4 показана область частот около несущей, опасная с точки зрения шума при обычном приеме. При стереофоническом приеме она расширяется и приобретает вид, изображенный на

рис. 9-11. Звуковые частоты на выходе будут создавать не только шум на участках частот I и II, но и на участках $III—VI$, так как они лежат в области надтонального участка КСС. Эти новые участки, появившиеся при стереоприеме, лежат далеко от несущей a, как было показано в гл. 4, действие помех возрастает при увеличении разности частот несущей и помехи.

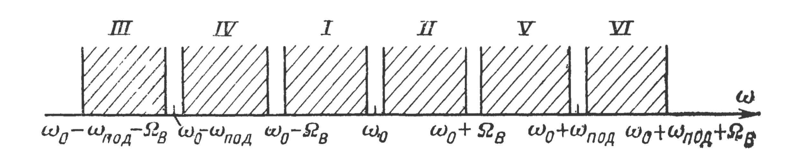


Рис. 9-11. Области интегрирования шума при стереоприеме.

Расчет отношения сигнал/шум для гладких шумов при стереоприеме приводит к формуле

$$\left(\frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}}\right)_{\text{стерео}} = 0{,}4\,\frac{\omega_m}{\omega_{\text{под}}}\sqrt{\frac{P_{\text{с.вх}}}{\Omega_{\text{в}} N_0\left[\frac{\pi\omega_{\text{под}}}{16\Omega_{\text{в}}} + \frac{\operatorname{arctg}(\Omega_{\text{в}}\tau)}{\Omega_{\text{в}}\tau}\right]}}. \qquad (9\text{-}11)$$

Здесь учтены параметры цепи частичного подавления поднесущей и максимальный коэффициент модуляции $m=0{,}8$.

Формулы (4-10) и (9-11) позволяют определить теоретическое ухудшение шумовых свойств стереоприема по сравнению с моноприемом

$$\frac{\left(\frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}}\right)_{\text{ч.м}}}{\left(\frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{ш}}}\right)_{\text{стерео}}} = 1{,}25\omega_{\text{под}}\tau \times$$

$$\times\sqrt{\frac{2\Omega_{\text{в}}\tau}{\Omega_{\text{в}}\tau - \operatorname{arctg}(\Omega_{\text{в}}\tau)}\left[\frac{\pi\omega_{\text{под}}}{16\Omega_{\text{в}}} + \frac{\operatorname{arctg}(\Omega_{\text{в}}\tau)}{\Omega_{\text{в}}\tau}\right]}. \qquad (9\text{-}12)$$

Подставляя параметры системы стереофонического вещания с полярной модуляцией, получаем, что ухудшение отношения сигнал/шум при переходе на стереоприем составляет 24,7 дБ. Следует, однако, заметить, что на практике такое ухудшение наблюдается только при очень слабых сигналах и при условии практически полного подавления паразитной АМ. Если сигнал значительно превышает шум, то различие в шумовых свойствах моно- и стереоприема в значительной степени нивелируется из-за присутствия других видов помех, например фона, поступающего из цепей питания приемника.

Недостаточное подавление паразитной АМ также уменьшает разницу по шуму между моно- и стереоприемом, так как шум АМ распределен по спектру равномерно и мало изменяется при переходе к стереофоническому вещанию. Измерения стереофонических прием-

ников показывают, что при входном сигнале 100 мкВ ухудшение шумовых свойств при переходе к стереоприему составляет в среднем 10—15 дБ. При увеличении входного сигнала эта цифра уменьшается.

Особенность действия шума при стереоприеме заключается еще и в том, что его спектр становится более равномерным, чем при моноприеме, а некоторое увеличение шума происходит в сторону нижних звуковых частот. Поэтому действие регуляторов тембра на уровень шума при стереоприеме оказывается более слабым, чем при приеме монопередачи.

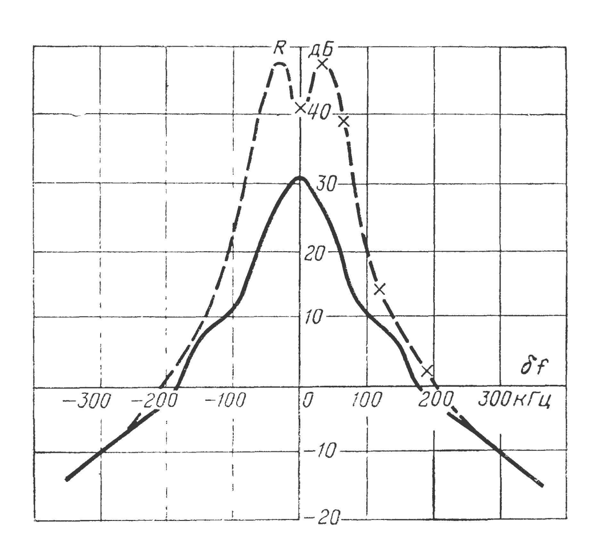


Рис. 9-12. Защитные отношения при стереоприеме.

Действие помех от соседних радиостанций при стереоприеме сильнее, чем при моноприеме, так как при стереоприеме мешающий эффект создается большим количеством составляющих спектра мешающей передачи.

На рис. 9-12 пунктиром показан примерный вид кривой защитных отношений при стереоприеме. Для сравнения повторена кривая защитных отношений при моноприеме (сплошная линия). Из рисунка видно, что увеличение защитных отношений максимально при различии частот радиостанций примерно 60 кГц. В этот момент оно составляет значительную величину — около 18 дБ. Когда разность частот становится больше, увеличение защитных отношений менее заметно, а при расстройках более 180 кГц необходимые защитные отношения при стерео- и моноприеме практически одинаковы.

Следует отметить, что введение стереофонического вещания не создает дополнительных помех приему других радиостанций, так как для защитных отношений существенное значение имеет не вид передачи, а вид приема (§ 4-6).

9-4. Особенности высокочастотного тракта стереофонического приемника

Условия, в которых работает стереофонический приемник, имеют ряд особенностей.

Во-первых, при приеме КСС существенно увеличивается диапазон модулирующих частот (до 46,25 вместо 15 кГц при монофоническом приеме). Это заставляет пересмотреть требования к необходимой ширине полосы высокочастотного тракта, стабильности формы резонансной кривой, подавлению АМ и т. п.

Во-вторых, при стереоприеме заметно увеличивается уровень шумов и помех. Это увеличение необходимо хотя бы частично компенсировать введением малошумящего тракта и более совершенной антенны.

Блок УКВ стереофонического приемника практически не отличается от блока УКВ высококачественного монофонического приемника. Требования остаются такими же, но желательно применять в УВЧ и смесителе самые малошумящие транзисторы. Весьма полезно здесь применение полевых транзисторов.

К стереофоническому тракту ПЧ предъявляется ряд дополнительных требований. Как уже отмечалось в гл. 3, тракт ПЧ может служить источником нелинейных и частотных искажений закона модуляции частоты несущей. Поскольку при стереофоническом вещании диапазон частот модулирующего сигнала более широкий и структура сигнала усложнена, опасность появления таких искажений возрастает по сравнению с монофоническим приемом.

Наиболее опасными являются нелинейные искажения, так как частотные могут быть скомпенсированы в последующих звеньях тракта приемника. Анализ нелинейных искажений, возникающих при прохождении стереофонического ЧМ сигнала через тракт передатчика и приемника, весьма сложен.

Особенно опасными в ряде случаев оказываются специфические комбинационные искажения, характерные для стереоприема. Они являются результатом взаимодействия тональной и надтональной частей спектра КСС и наиболее заметны при высоких звуковых модулирующих частотах. Так, при модулирующей частоте 10 кГц в одном из стереоканалов образующийся КСС содержит кроме составляющей с частотой 31,25 кГц составляющие с частотами 10; 21,25 и 41,25 кГц. В результате нелинейности 3-го порядка образуется, в числе прочих составляющая с частотой $21{,}25\times2-41{,}25=$ $=1{,}25$ кГц. Уровень такой комбинационной помехи обычно невелик (около 0,2—0,5% уровня КСС), но она попадает в область частот, хорошо слышимых человеческим ухом.

Результаты расчетов показывают, что при стереоприеме полоса пропускания тракта ПЧ должна быть не менее 140 кГц, желательно 160—180 кГц.

Расстояние между горбами S-кривой частотного детектора при стереоприеме не должно быть меньше 400 кГц. В приемниках высокого класса его доводят до 800 кГц и даже до 1 МГц.

Частотные искажения при стереоприеме должны быть малыми в области частот 30 Гц — 46,25 кГц. Обычно этого добиться не удается. Пользуясь материалом § 3-6, легко рассчитать, что тракт, содержащий три или четыре пары связанных контуров при $\eta=0{,}8$ и имеющий полосу пропускания 160 кГц, создает спад верхних час-

тот КСС примерно 1,5 дБ. Это соответствует переходному затуханию между стереоканалами около 28 дБ (см. § 9-2).

Другим источником частотных искажений является выходная цепь детектора (рис. 9-13). Емкость C_1 предназначена для подавления колебаний промежуточной частоты. Емкость C_2 складывается из емкости монтажа и входной емкости первого каскада УНЧ. При стереоприеме эти емкости должны быть по возможности уменьшены. В частности, пределом их уменьшения является необходимость обеспечения устойчивости тракта ПЧ.

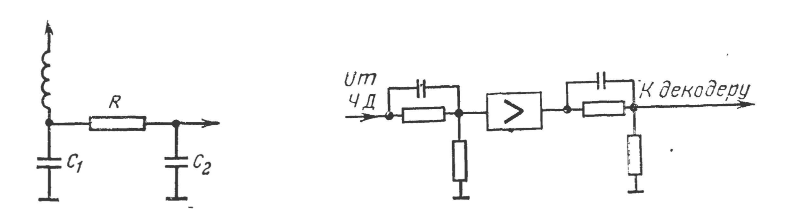


Рис. 9-13. Схема выхода частотного детектора.

Рис. 9-14. Двухзвенная коррекция частотной характеристики тракта при стереоприеме.

На практике, несмотря на принятые меры, обычно не удается избежать некоторого спада амплитудно-частотной характеристики на верхних модулирующих частотах (в области частот 35—45 кГц). Поэтому после частотного детектора вводят частотную коррекцию. На рис. 9-14 показан вариант с двухзвенной частотной коррекцией, примененный в одном из стереоприемников. Первое звено расположено перед каскадом усиления низкой частоты, второе введено на входе стереокодера.

Особенностями стереофонического приемника являются также необходимость поддержания высокого подавления АМ в диапазоне частот КСС и постоянства напряжения КСС на выходе частотного детектора. На верхних частотах (30—46 кГц) подавление АМ не должно быть менее 14 дБ, что требует высокой симметрии резонансной кривой (§ 7-4). Постоянство напряжения на входе стерекодера необходимо для его работы в одинаковом режиме. Большие входные напряжения ведут к перегрузке, а малые — к появлению нелинейных искажений при детектировании КСС. Так как современные ЧМ приемники имеют, как правило, хорошее амплитудное ограничение, начиная от самых слабых сигналов, это требование обычно выполняется.

В феврале 1975 г. утвержден ГОСТ «Приемники радиовещательные, стереофонические. Основные параметры», в котором сетевые стереофонические приемники (радиолы, магнитолы, тюнеры, тюнеры-усилители) разбиты на три группы сложности: высшую группу А, среднюю группу Б и упрощенную группу сложности В.

Значения основных параметров, определенные ГОСТ, приведены в табл. 9-1.

По остальным параметрам стереоприемники должны удовлетворять основному ГОСТ радиовещательных приемников (ГОСТ 5651-76).

Таблица 9-1

Параметр	Значение параметра по группам сложности		
	А	Б	В
Отношение сигнал-шум, не менее, дБ	60	50	46
Подавление АМ на частоте модуляции 30 кГц (поочередный метод), не менее, дБ	20	16	10
Диапазон воспроизводимых частот по электрическому напряжению, не уже, Гц	31,5—15 000	50—14 000	80—12 500
Коэффициент гармоник по напряжению, не более, % на частотах:			
300 Гц	2	3	5
1000 Гц	2	2	3
5000 Гц	3	4	5
Переходные затухания между стереоканалами, дБ, не менее, на частотах:			
300 Гц	24	20	15
1000 Гц	28	26	20
5000 Гц	22	20	15
10 000 Гц	15	10	—
Уровень фона с антенного входа, не более, дБ . . .	—54	—46	—40
Разбаланс амплитудно-частотных характеристик стереоканалов по напряжению, не более, дБ, на частотах:			
300 Гц	3	4	4
5000 Гц	3	4	4
10 000 Гц	4	5	—
Подавление колебаний надтональных частот, не менее, дБ	50	40	20

9-5. Восстановление колебания с поднесущей частотой

Декодирование стереосигнала предусматривает две основные операции: восстановление колебания с поднесущей частотой, т. е. переход к ПМ колебаниям, и выделение из него сигналов стереоканалов *А* и *В*.

Схема цепи для восстановления поднесущей составляющей показана на рис. 9-5. Восстановление ПМ колебаний зависит от точности параметров цепи. Одной из причин погрешности является то, что

сопротивление реального источника сигнала конечно, и вместо формулы (9-5) получаем:

$$\dot{\gamma} = k_2 \frac{5 + jx}{1 + jx + \Delta},$$

где $\Delta = 4R_0/(R_0 + R)$.

Сквозной коэффициент передачи стереотракта становится комплексным, появляются переходные искажения, максимальные на самых низких модулирующих частотах. Для того чтобы переходное затухание на этих частотах было не меньше 20 дБ, нужно поддерживать сопротивление источника по крайней мере в 5 раз выше резонансного сопротивления контура цепи восстановления.

Еще одной причиной погрешности восстановления ПМ колебаний является неточность значения добротности контура, которое должно быть равно 100. Можно показать, что если добротность равна $100(1+\Delta)$, где $\Delta \ll 1$, то переходное затухание между стереосигналами

$$\beta = 20 \lg \frac{\sqrt{(1 + x^2)(25 + x^2)}}{2\Delta}.$$

Значение β минимально при самых низких модулирующих частотах, т. е. при $x \longrightarrow 0$.

Для сохранения $\beta > 20$ дБ добротность контура цепи восстановления нужно иметь в пределах 75—125. Примерно также зависит переходное затухание от отклонений значения R_0 от номинала $R_0 = R_{\text{рез}}/4$. Рекомендуется выдерживать значения добротности и R_0 с погрешностью не ниже ±10%. Отклонение добротности лучше иметь в большую сторону, так как это уменьшает нелинейные явления при детектировании.

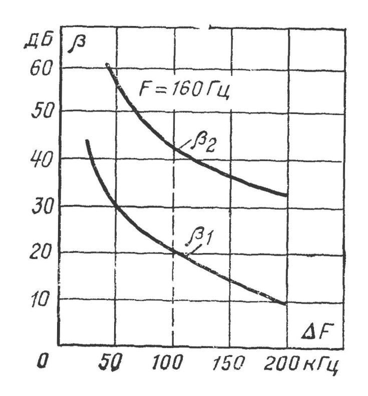


Рис. 9-15. Переходные искажения при расстройке контура цепи восстановления поднесущей.

Наиболее серьезной причиной искажений при восстановлении ПМ колебаний является расстройка контура цепи восстановления. При этом возникают как переходные, так и нелинейные искажения стереосигнала, максимальные на самых низких звуковых частотах.

На рис. 9-15 приведен график подобных искажений для частоты сигнала 160 Гц. Даны значения переходных затуханий как для основной частоты β_1, так и для 2-й гармоники β_2. Нелинейные искажения по 2-й гармонике являются величиной, обратной β_2, т. е. $k_{\text{г}2} = -\beta_2$ дБ.

Для практически неискаженного воспроизведения стереосигнала необходимо иметь нестабильность контура цепи восстановления не хуже 0,25%, т. е. ±100 Гц (пунктир на рис. 9-15), что дает на частоте 160 Гц переходное затухание не ниже 20 дБ и нелинейные искажения менее 40 дБ (1%).

Таким образом, к контуру цепи восстановления предъявляются достаточно жесткие требования по обеспечению большой добротности ($Q=100$) и высокой стабильности. Эти требования, как правило, противоречат друг другу. Так, для получения высокой добротности следует применять катушку индуктивности с броневым сердечником и малым зазором. Но стабильность индуктивности такой катушки при тряске и изменениях температуры может оказаться недостаточной. В таких случаях целесообразно повышать добротность контура, включая его в каскад с положительной обратной связью.

Коэффициент усиления такого каскада равен:

$$\dot{K}_{\text{о.с}} = \frac{\dot{K}}{1 - K\beta}, \qquad (9\text{-}13)$$

где β — коэффициент обратной связи; K — коэффициент усиления каскада без обратной связи, определяемый как

$$\dot{K} \approx S \cdot \frac{R_{\text{рез}}}{1 + jx},$$

где S — крутизна усилительного элемента; $R_{\text{рез}} = \omega_0 LQ$ — резонансное сопротивление контура; x — обобщенная расстройка, $x = \frac{2\Delta F}{f} Q$.

Подставляя в (9-13) значение $\dot{K}$, после преобразований получаем:

$$\dot{K}_{\text{ос}} = \omega SL \frac{Q_{\text{экв}}}{1 + jx_{\text{экв}}},$$

где

$$x_{\text{экв}} = \frac{2\Delta F}{f} Q_{\text{экв}}; \; Q_{\text{экв}} = \frac{Q}{1 - \omega\beta SLQ} > Q.$$

Таким образом, введение положительной обратной связи позволяет увеличить эквивалентную добротность контура цепи восстановления.

Для увеличения устойчивости применяют каскад с комбинированной (положительной и отрицательной) обратной связью. Примеры практической реализации таких каскадов приведены при описании схем стереокодеров (см. гл. 10).

9-6. Детектирование ПМ-колебаний

Наиболее простым способом детектирования ПМ колебаний является разделение верхних и нижних полупериодов поднесущей с помощью устройства, схема которого условно показана на рис. 9-16. Это устройство получило название полярного детектора, а сам метод — детектирования по огибающей. Простейший декодер, построенный по этому методу, изображен на рис. 9-17. Здесь схема восстановления поднесущей включена на сетку усилительного триода. Второй триод—катодный повторитель—нагружен на поляр-

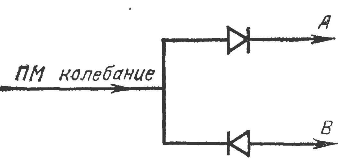


Рис. 9-16. Принцип полярного детектирования.

ный детектор. Цепи RC на выходе каждого канала выполняют две задачи: компенсация предыскажений и фильтрация остатков надтональной части спектра ПМ колебаний.

Метод детектирования по огибающей имеет серьезный недостаток, который заключается в повышенной нелинейности детектирования в области верхних звуковых частот. Хотя этот недостаток практически мало заметен, такой метод избегают применять в высококачественных приемниках. Наиболее подходящим здесь является «суммарно-разностный декодер», построенный по принципу, показанному на рис. 9-18. ПМ колебание разделяется фильтрами на тональную

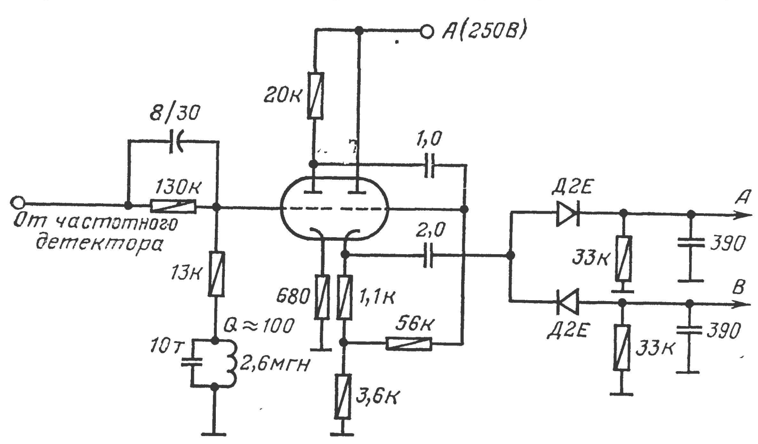


Рис. 9-17. Схема декодера с полярным детектором (двойной триод— 6Н1П).

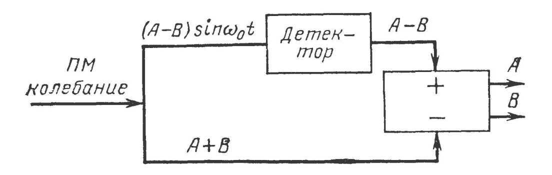


Рис. 9-18. Принцип построения суммарно-разностного декодера.

часть, несущую информацию $A+B$ и надтональную часть, представляющую собой поднесущую, модулированную по амплитуде сигналом $A—B$. После детектирования АМ колебания образуется сигнал $A—B$. Затем сигналы A и B разделяются в суммирующе-вычитающем преобразователе по формулам

$$(A+B)+(A-B)=2A;$$

$$(A+B)-(A-B)=2B.$$

Практически фильтр нижних частот обычно представляет собой цепь компенсации предыскажений с постоянной времени 50 мкс, а полосовой фильтр — резонансный контур с добротностью 4,9. Его

резонансная кривая соответствует кривой компенсации предыскажений с той же постоянной времени. Таким образом, частотные характеристики трактов $A+B$ и $A-B$ совпадают.

Примеры осуществления суммарно-разностных декодеров показаны в гл. 10.

Возможно применение декодера с временным разделением стереоканалов (переключающий стереокодер), в котором поднесущая выделяется фильтром и преобразуется в узкие импульсы. Импульсы подаются на переключатели. Один из них выделяет верхнюю, другой — нижнюю огибающую ПМ колебаний (рис. 9-19). Переключающий стереодекодер может обеспечить высокое качество детектирования стереосигналов, но пока не нашел широкого применения из-за его относительной дороговизны.

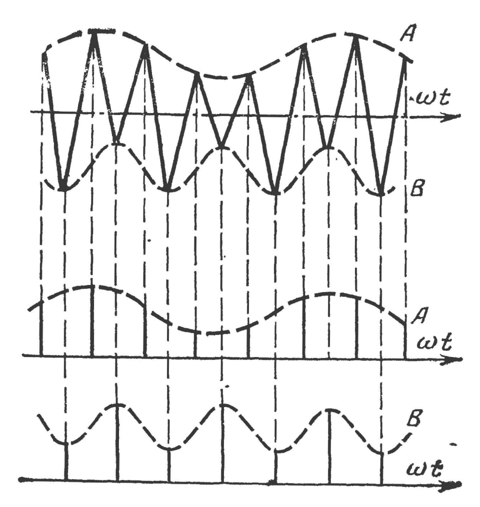


Рис. 9-19. Принцип действия переключающего декодера.

В стереофонических приемниках стереодекодер дополняется индикатором стереопередачи. Для определения вида передачи (моно или стерео) используется эффект наличия или отсутствия поднесущего колебания. Со стереодекодера напряжение поднесущей частоты усиливается, выпрямляется и подается на сигнальную лампу непосредственно или через реле. Примеры таких схем приведены в гл. 10. Иногда осуществляется автоматическое переключение приемника на стереоприем при подаче напряжения поднесущей.

9-7. Индикация при стереоприеме

Стереофонический радиоприем требует введения новых видов индикации в приемниках.

Индикация стереопередачи необходима для того, чтобы радиослушатель знал, какую передачу ведет принимаемая им радиостанция — монофоническую или стереофоническую. Этот индикатор обыч-

но выполняется в виде лампочки, зажигаемой при появлении на выходе частотного детектора напряжения поднесущей частоты. Чувствительность индикатора делают такой, чтобы он включался при напряжении сигнала на входе приемника, в 3—5 раз превышающем напряжение, соответствующее реальной чувствительности. При таком напряжении можно ожидать хорошего качества стереоприема.

Автоматическое переключение режимов моно — стерео делают в высококачественных моделях стереоприемников. Приемник с таким переключением автоматически переходит в режим стереоприема, как только на передающей стороне включается поднесущая. Если стереопередача закончена и поднесущая снята, приемник возвращается в режим моно.

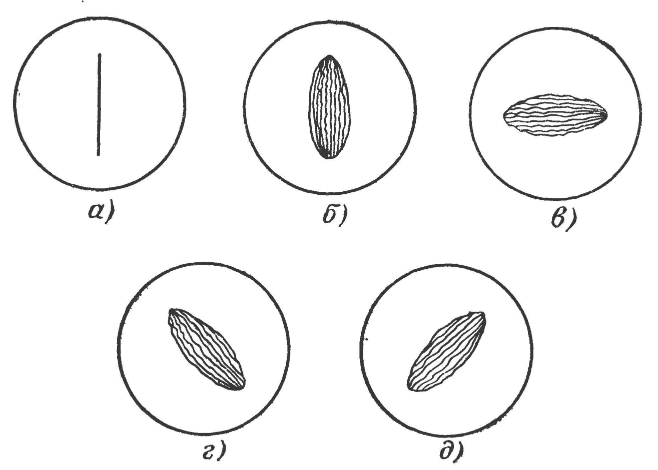


Рис. 9-20. Осциллограмма гониометра.

а — моноприем; *б* — правильный стереоприем; *в* — неправильная фазировка каналов; *г*, *д* — неправильная установка стереобаланса.

Следует заметить, что автоматическое переключение моно — стерео имеет и отрицательную сторону. Радиостанции иногда ведут монопередачу со включенной поднесущей. Это случается, когда стереомодуляторы включены заранее перед стереопередачей или не выключены во время монопередачи, ведущейся между двумя стереопередачами. Для таких случаев, а также если слушатель по каким-либо причинам не хочет слушать стерео, автоматическое переключение дублируется ручным.

В приемниках, использующих суммарно-разностный принцип детектирования ПМ колебаний, не обязательно переходить в монорежим при окончании стереопередачи, так как отсутствие поднесущей не ведет к появлению искажений. Поэтому вероятно появление в будущем моделей стереоприемников, не имеющих переключения на монорежим.

Визуальный контроль качества стереопередачи легко осуществить, имея в приемнике ЭЛТ (см. § 8-5). Этот вид контроля получил название «стереогониометра».

На пластины горизонтального отклонения луча ЭЛТ подается с выхода приемника суммарный сигнал $A+B$, а на пластины вертикального отклонения — разностный сигнал $A—B$. При монофоническом приеме, когда сигнал $A—B$ отсутствует, на экране ЭЛТ будет видна вертикальная линия, как показано на рис. 9-20,*а*. При стереофонической передаче появляется узор, напоминающий вертикально расположенный эллипс (рис. 9-20,*б*), так как интенсивность сигнала $A+B$, как правило, больше чем сигнала $A—B$.

Если большая ось эллипса расположена горизонтально (рис. 9-20,*в*), то каналы неправильно сфазированы и нужно повернуть на 180° фазу канала A или B. Если большая ось эллипса наклонена (рис. 9-20,*г* и *д*), что означает, что громкость по каналам A и B неодинакова или, как говорят, «не установлен стереобаланс». Для установки стереобаланса в приемнике (на передней панели или сзади) имеется специальный регулятор.

Глава десятая

СХЕМЫ УКВ РАДИОПРИЕМНИКОВ

10-1. Головной стереофонический УКВ приемник

В этом параграфе описывается оригинальный УКВ приемник с автономным питанием (типа PF-60), разработанный японской фирмой National Parasonik, оформленный в виде головного телефона (рис. 10-1). Он имеет антенну, представляющую собой два телескопических штыря длиной 280 мм. В головной дужке помещен источник питания с выключателем и переключатель тембра. В правом наушнике размещены ЧМ тракт и стереодекодер, а также лимб настройки и переключатель моно — стерео. В левом наушнике помещены тракт звуковой частоты, регулятор стереобаланса и переключа-

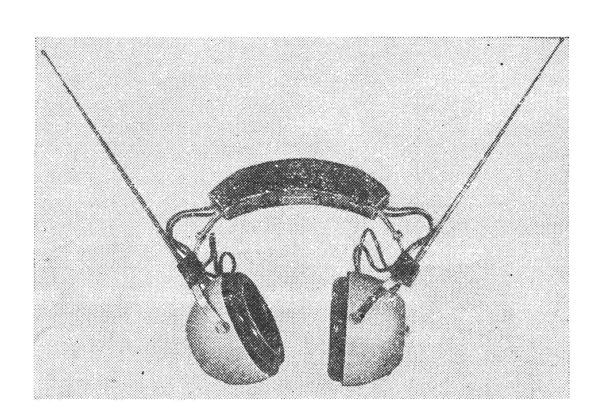
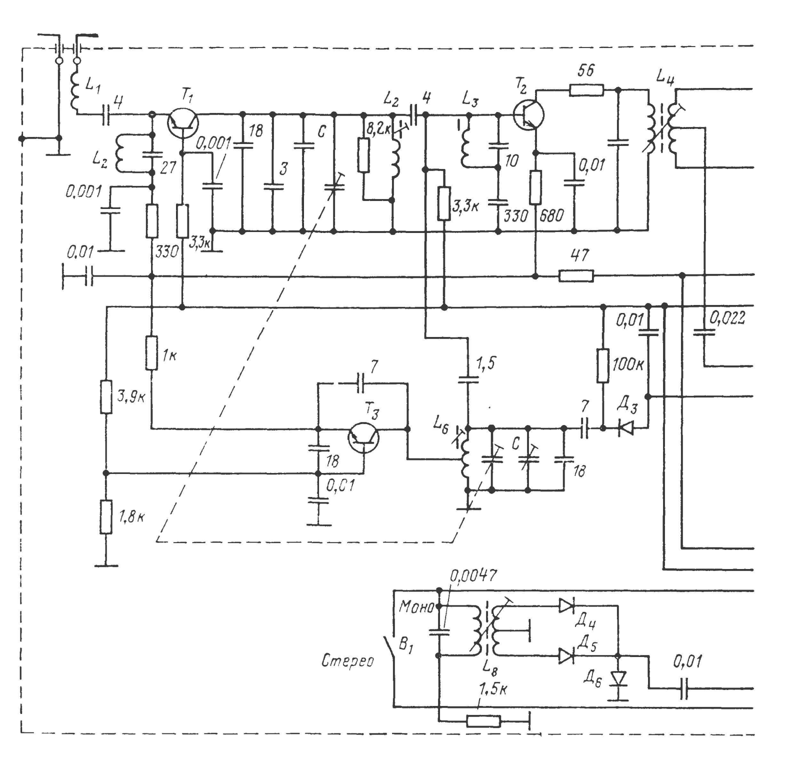


Рис. 10-1. Головной УКВ приемник.



тель громкости. Кроме того, в каждом наушнике имеется по динамической головке прямого излучения диаметром 65 мм, мощностью 100 мВт.

Принципиальная схема приемника показана на рис. 10-2. Приемник построен на трех транзисторах, пяти интегральных схемах и двенадцати диодах. Блок УКВ содержит УВЧ T_1, смеситель T_2 и отдельный гетеродин T_3. Настройка производится с помощью двухсекционного миниатюрного воздушного конденсатора переменной емкости. Входная цепь не перестраиваемая.

На выходе смесителя имеется пьезокерамический фильтр на частоту 10,7 МГц, формирующий резонансную кривую тракта ПЧ. Интегральные микросхемы $МС_1$ и $МС_2$ служат для усиления сигнала промежуточной частоты. С детектора отношений напряжение снимается на варикап АПЧ $Д_3$ и на вход интегральной микросхемы $ИМС_3$, входящей в стереодекодер по системе с пилот-тоном.

Кроме того, в стереодекодер входят: удвоитель пилот-тона ($Д_4$—$Д_6$) и детектор стереосигнала ($Д_7$—$Д_{10}$). Усилитель звуковой частоты собран на интегральных микросхемах $ИМС_4$ и $ИМС_5$. В приемнике предусмотрены гнезда для подключения добавочного внешнего стереоусилителя с акустическими системами. При этом головки наушников отключаются. Подключение внешнего тракта звуковых

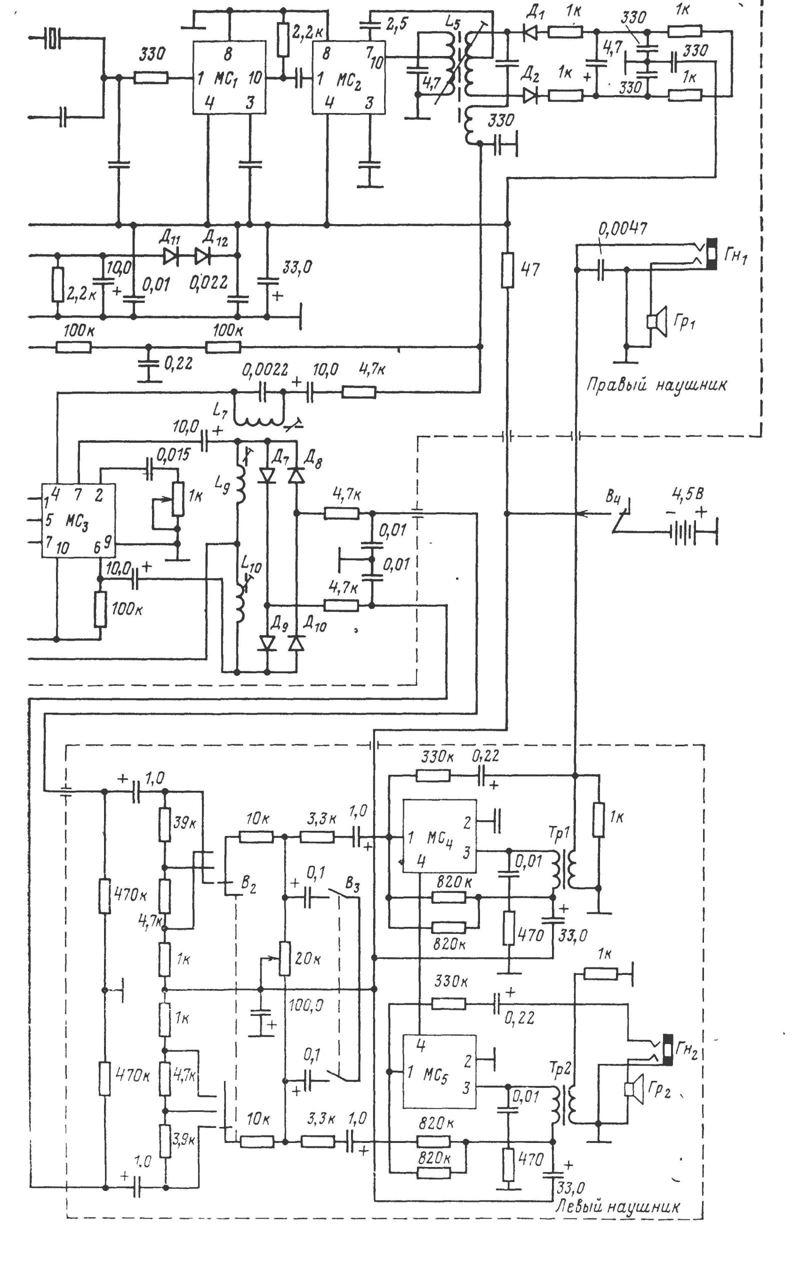


Рис. 10-2. Схема головного УКВ приемника.

частот позволяет принимать радиопередачи с достаточно высоким качеством звучания.

Питание приемника производится напряжением 4,5 В от трех элементов типа 316. Напряжение питания высокочастотной части стабилизировано с помощью диодов $Д_{11}$, $Д_{12}$ (стабилитроны).

Основные технические характеристики приемника следующие: диапазон принимаемых частот 87,5—108 МГц; реальная чувствительность 100 мкВ/м; ослабление зеркального канала 26 дБ; ослабление колебания с промежуточной частотой более 70 дБ; подавление АМ более 36 дБ; потребление тока 27 мА; переходные затухания между стереоканалами на частоте: 1 кГц — 29 дБ, на 10 кГц — 9 дБ; масса приемника 760 г.

Как видно из приведенных данных, приемник, несмотря на малые габариты и массу, может обеспечить вполне удовлетворительное качество моно- и стереоприема.

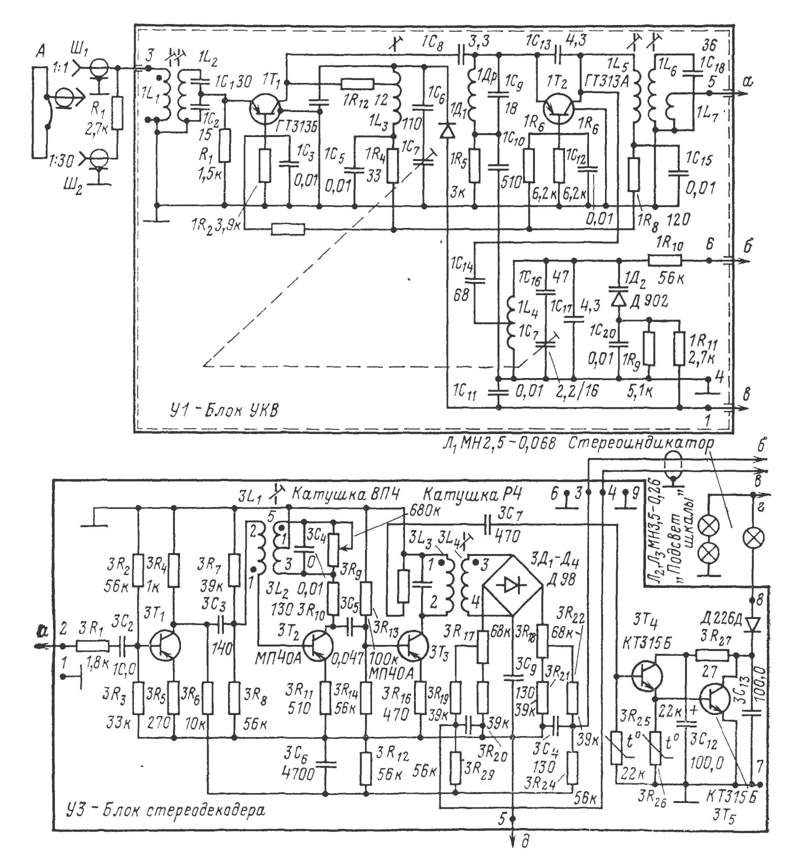


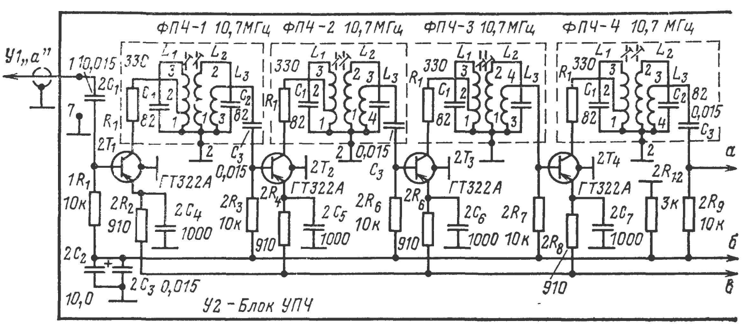
Рис. 10-3.

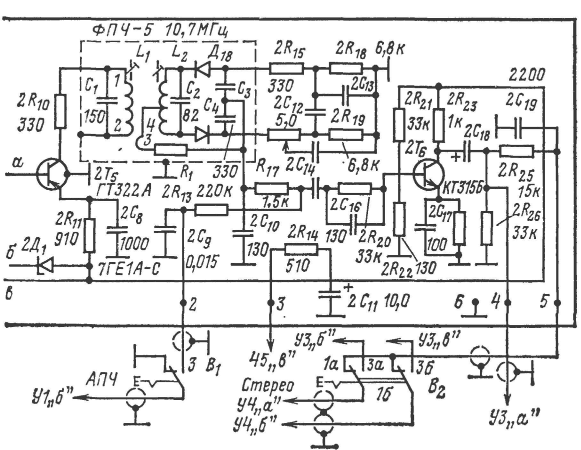
10-2. УКВ тюнер «Рондо-стерео» («Рондо-101»)

Тюнер является приемным устройством первого класса. При достаточно высокой чувствительности он позволяет осуществлять моно- и стереоприем с высоким качеством. Тюнер прост в управлении и имеет небольшие габариты (80×200×400 мм). Его чувствительность не ниже 5 мкВ, полоса воспроизводимых частот 31,5—15 000 Гц. Остальные данные тюнера: диапазон принимаемых частот 65,8—73,0 МГц; ослабление зеркального канала не менее 30 дБ; ослабление сигнала промежуточной частоты не менее 46 дБ; переходные затухания между стереоканалами (1 кГц) не менее 34 дБ; номинальное выходное напряжение 0,25 В; масса 3 кг.

Принципиальная схема тюнера показана на рис. 10-3. В тюнере применен стандартный блок УКВ-2-2-Е, описанный в § 6-8. Антенна на вход блока включается непосредственно (1 : 1) или через аттенюатор (1 : 30). Это позволяет избежать перегрузки блока УКВ при больших входных сигналах.

Усилитель промежуточной частоты с распределенной селекцией содержит четыре пары связанных контуров с коэффициентом связи





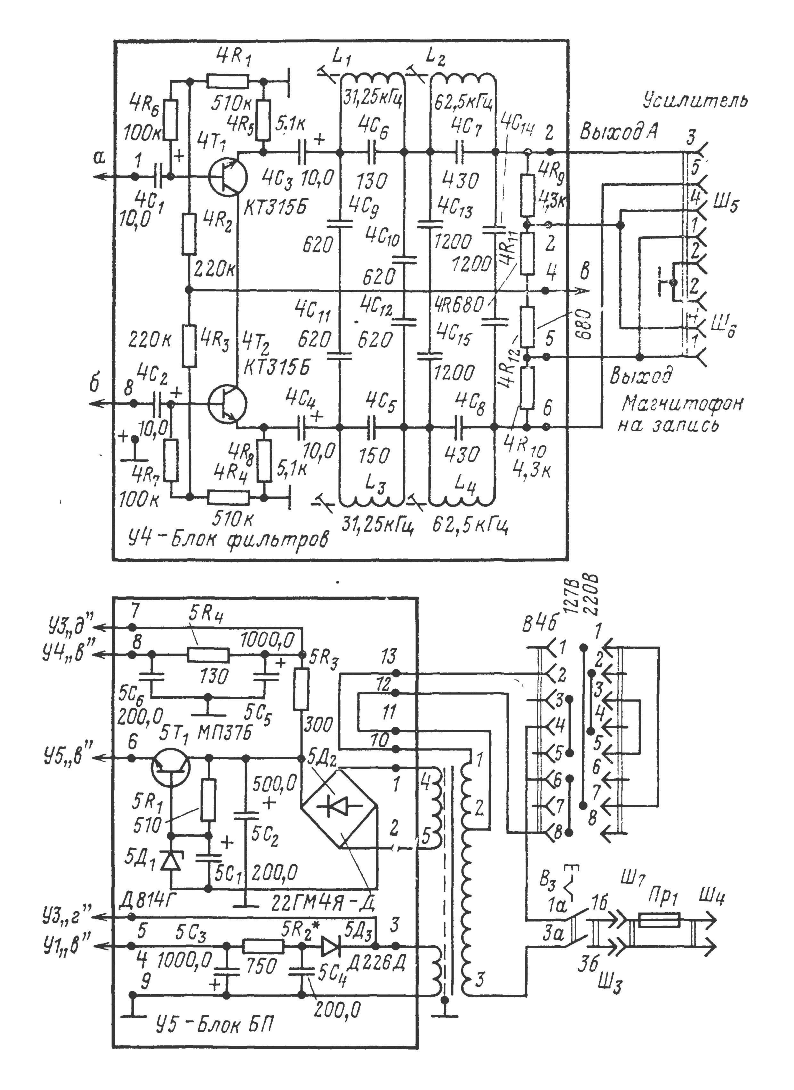


Рис. 10-3. Схема тюнера «Рондо-стерео».

0,8—0,9. Вместе с контурами блока УКВ и детектора отношений они создают систему с высокой селективностью и достаточной линейной фазо-частотной характеристикой. В тракте ПЧ транзисторы германиевые типа ГТ322А питаются через дополнительный стабилизирующий диод Д1. Полоса пропускания УПЧ около 180 кГц.

С выхода детектора отношений сигнал снимается через цепь $R_{20}C_{16}$, компенсирующую спад верхних модулирующих частот в тракте ПЧ и частотном детекторе. Сигнал поступает затем на каскад усиления (T_6, КТ315Б), откуда проходит на стереодекодер и через цепь компенсации предыскажений $R_{25}C_{19}$—на переключатель моно—стерео. С детектора отношений через фильтр $R_{13}C_9$ снимается также сигнал на АПЧ.

Стереодекодер — суммарно-разностного типа. Тональная часть КСС после усиления T_1 поступает на цепь компенсации предыскажений R_6C_6 и затем на суммирующе-вычитающую схему. Одновременно весь КСС подается на каскад восстановления поднесущей, собранный на транзисторе T_2. Контур цепи восстановления L_2C_4 имеет добротность около 35, но благодаря комбинированной обратной связи (положительная — через обмотку L_1, отрицательная — через R_{11}) его добротность доводится до $Q=100$. Подстройка добротности производится переменным резистором R_9. С коллектора T_2 восстановленное ПМ колебание подается на резонансный каскад усиления. Колебательный контур в коллекторе T_3 настроен на частоту поднесущей (31,25 кГц) и имеет эквивалентную добротность 4,9, необходимую для компенсации предыскажений сигнала $A—B$ (см. § 9-5). Одновременно этот контур выполняет функции полосового фильтра, не пропускающего на выход тональный сигнал $A+B$, а также возможные составляющие, частоты которых расположены выше спектра ПМ колебаний. В результате с обмотки L_4 на балансный детектор снимается АМ колебание. После детектирования образуются два сигнала в противофазе, т. е. $(A—B)$ и $(B—A)$. После сложения с суммарным сигналом, поступающим через R_{20} и R_{21}, стереоканалы разделяются по формулам

$$(A+B)+(A-B)=2A;$$

$$(A+B)+(B-A)=2B.$$

Переменные резисторы R_{17} и R_{18} позволяют изменить долю разностного сигнала и отрегулировать каждый канал на максимум переходного затухания. Сигналы каналов A и B поступают на переключатель моно — стерео.

Дальнейшее прохождение сигналов зависит от положения этого переключателя. В режиме стерео в блоке фильтров сигнал каждого из каналов через каскад усиления (T_1 или T_2) поступает на фильтр нижних частот с граничной частотой 15 кГц. Назначение фильтра — убрать остаток надтональных составляющих, мешающих записи стереопрограмм на магнитофон. Если надтональные составляющие не подавлены, то они могут создать комбинационные свисты за счет нелинейного взаимодействия с напряжением генератора подмагничивания, имеющегося в магнитофоне. В режиме моно сигнал поступает на оба каскада усиления, T_1 и T_2 и на оба фильтра параллельно. Стереодекодер не участвует в прямом тракте прохождения сигнала и включен только на индикатор стереопередачи. Этот индикатор начинает работать при появлении поднесущей и сигнализирует о том, что можно перейти на стереоприем. Напряжение поднесущей снимается с коллектора T_3 стереодекодера, проходит через усилитель мощности на транзисторах T_4 и T_5 и через выпрямляющий диод зажигает лампочку индикатора.

На рис. 10-4 показана резонансная кривая высокочастотного тракта тюнера, а на рис. 10-5 — зависимость относительной величины сигнала на выходе (при девиации частоты ± 15 кГц) от сигнала

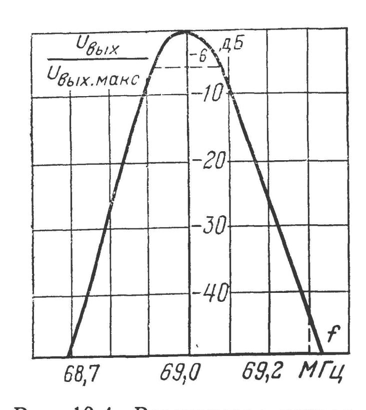


Рис. 10-4. Резонансная кривая тюнера «Рондо-стерео».

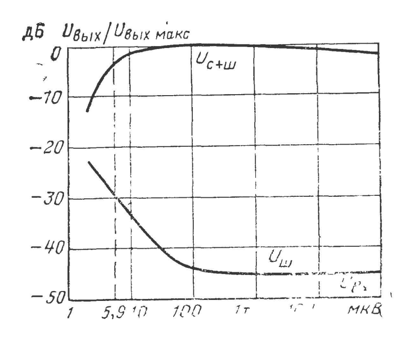


Рис. 10-5. Характеристика выходного сигнала тюнера «Рондо-стерео».

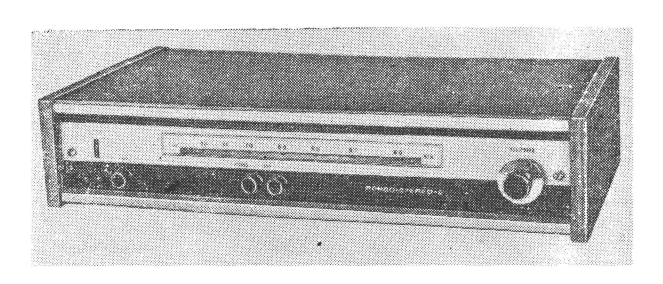


Рис. 10-6. Тюнер «Рондо-стерео».

на входе. Как видно из рисунков, полоса пропускания на уровне 6 дБ составляет около 180 кГц, линейная избирательность при расстройке ±300 кГц — 46 дБ, а напряжение амплитудного ограничения — 5,9 мкВ. Некоторый спад выходного напряжения при больших сигналах объясняется перегрузкой тракта ПЧ. Внешний вид тюнера показан на рис. 10-6.

10-3. УКВ стереотюнер «Раймонда»

Стереотюнер «Раймонда»—типичный представитель аппаратуры Hi-Fi, т. е. аппаратуры высокой верности воспроизведения звука. В комбинации с высококачественным усилителем звуковых частот и соответствующими акустическими системами он может обеспечить воспроизведение радиовещательных программ практически без искажений и помех (на основе тюнера «Раймонда» создан серийный тюнер «Ласпи-001»).

Основные качественные показатели тюнера: чувствительность 1,6 мкВ; отношение сигнал/шум не хуже 70 дБ; диапазон воспро-

изводимых частот в монорежиме 16—16 000 Гц, в стереорежиме 20—15 000 Гц с неравномерностью не более ±1 дБ; коэффициент гармоник при моноприеме не более 0,5%, при стереоприеме не более 0,8%; переходные затухания между стереоканалами около 40 дБ в середине и примерно 30 дБ на краях звукового диапазона частот; селективность по зеркальному каналу, промежуточной частоте и паразитным каналам не менее 80 дБ; ослабление побочных (боковых) настроек не менее 30 дБ; подавление надтональных составляющих на выходе тюнера 57 дБ; уровень входного сигнала, обеспечивающий амплитудное ограничение, 1,2 мкВ; коэффициент захвата 1,4 дБ; подавление АМ на частоте 1 кГц более 60 дБ, на частоте 30 кГц 25 дБ. Внешний вид тюнера показан на рис. 10-7, а его структурная схема — на рис. 10-8. Тюнер имеет два входа: непосредственно на блок УКВ (1 : 1) и через аттенюатор (1 : 30). Предусмотрено четыре фиксированных настройки. Напряжение, подаваемое на варикапы,

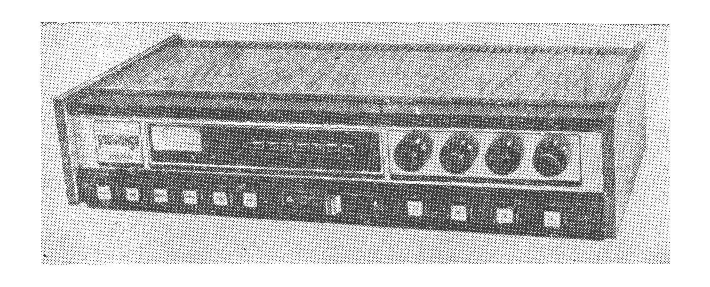


Рис. 10-7. УКВ тюнер «Раймонда».

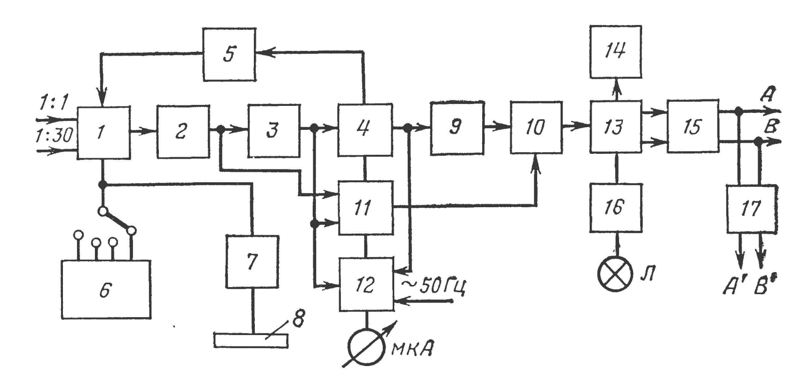


Рис. 10-8. Структурная схема УКВ тюнера «Раймонда».

1 — блок УКВ; *2* — фильтр сосредоточенной селекции, 10,7 МГц; *3* — УПЧ; *4* — частотный детектор; *5* — усилитель АПЧ; *6* — блок фиксированных настроек; *7* — нелинейный усилитель; *8* — электронная шкала (ИН-13); *9* — корректор частотной характеристики; *10* — предварительный УНЧ; *11* — блок подавления помех; *12* — индикатор точной настройки; *13* — стереодекодер; *14* — автомат «моно-стерео»; *15* — блок фильтров; *16* — усилитель стереоиндикатора; *17* — усилитель стереотелефонов; *A*, *B* — выход; *A'*, *B'* — выход к стереотелефонам.

одновременно через нелинейный усилитель поступает на электронную шкалу (ИН-13, см. § 8-5). Задача нелинейного усилителя — компенсация нелинейного характера зависимости частоты настройки от напряжения на варакторах. Таким образом, шкала частот практически линейная.

Напряжение ПЧ через фильтр сосредоточенной селекции и УПЧ подается на частотный детектор и далее через корректор частотной характеристики и предварительный УНЧ—на стереодекодер. Сигналы *А* и *В* через фильтры нижних частот с граничной частотой 15 кГц поступают на выход тюнера. Предусмотрен выход и на стереотелефоны через усилитель мощности.

При отсутствии или малом уровне напряжения промежуточной частоты, а также при наличии сильной паразитной АМ блок подавления помех запирает предварительный УНЧ. Такой блок описан в § 8-2 (см. рис. 8-6). Его усилитель одновременно используется, как

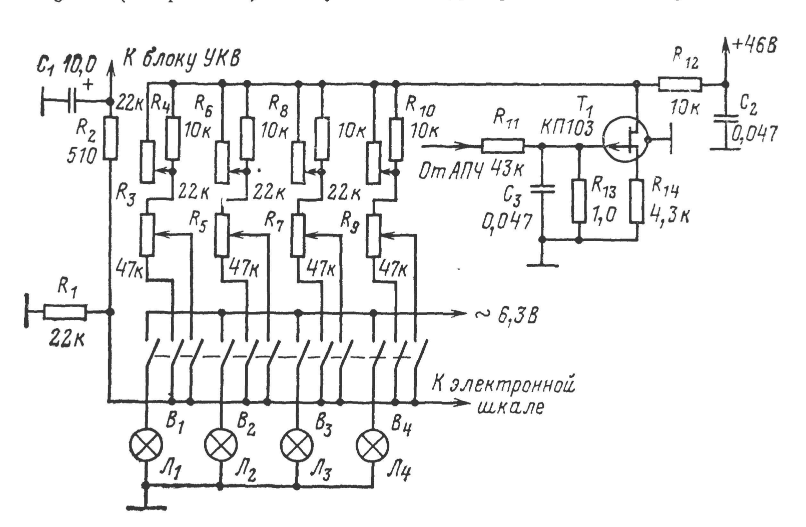


Рис. 10-9. Схема блока фиксированных настроек и АПЧ тюнера Раймонда».

часть устройства для оптимальной установки антенны. При нажатии кнопки *Ант* ко входу усилителя присоединяется выход ФСС, т. е. точка тракта ПЧ, в которой нет амплитудного ограничения. Выход усилителя через детектор соединен с микроамперметром. Максимум его показаний соответствует наилучшему положению антенны. Риска, нанесенная на шкале, указывает уровень, достаточный для высококачественного приема.

Схема блока фиксированных настроек и АПЧ показана на рис. 10-9. Блок питается стабилизированным напряжением 46 В через полевой транзистор, на затвор которого подано опорное напряжение с выхода частотного детектора. При разбалансе частотного детектора (расстройка приемника) напряжение на стоке меняется и тем самым изменяется в нужную сторону смещение на варакторах.

Схема тракта ПЧ с предварительным УНЧ показана на рис. 10-10. Конструктивно тракт ПЧ выполнен в отдельном экранированном закрытом отсеке. Каскады отделены перегородками, как показано пунктиром.

ФСС представляет собой пять слабо связанных контуров, которые формируют резонансную кривую, близкую по форме к кривой Гаусса. Транзистор T_1 служит для согласования ФСС с выходом блока УКВ. Три последующих каскада T_2—T_3 и T_4 — резонансные усилители, причем контуры в коллекторных цепях имеют низкую эквивалентную добротность. Два последних контура шунтированы диодами для лучшего подавления АМ при слабых сигналах. На транзисторах T_5 и T_6 собран усилитель (общий эмиттер — общая база), нагруженный на первый контур дробного детектора. УПЧ обеспечивает практически полное ограничение при сигнале на входе, равном 3 мкВ. Расстояние между горбами S-кривой детектора отношений сделано большим, около 900 кГц, чем достигаются малые нелинейные искажения (меньше 0,1%). Корректирующая цепь $R_{40}C_{39}$ обеспечивает равномерность частотной характеристики всего тракта, включая предварительный УНЧ T_7, с точностью 1 дБ в пределах 30—50 000 Гц.

Стереодекодер — суммарно-разностного типа. Его схема, вместе с блоком фильтров и автоматов переключения моно — стерео показана на рис. 10-11. С выхода частотного детектора КСС поступает через корректор R_2C_2 на каскад усиления (T_1). С коллектора транзистора снимается суммарный сигнал $A+B$, который после цепи компенсации предыскажений $R_5C_5R_{15}C_{10}$ поступает на суммирующую цепь. Далее КСС идет на каскад восстановления поднесущей, собранный с комбинированной обратной связью на транзисторе T_2.

Для более тщательной настройки предусмотрено два переменных резистора. Резистор R_{18} корректирует добротность контура восстановления, а R_{19} — величину сопротивления, включенного последовательно с контуром. Далее ПМ колебание через двухзвенный фильтр $R_{28}R_{34}C_{13}C_{14}$ поступает на каскад детектирования. Фильтр ослабляет тональные составляющие ПМ колебания. Схема каскада детектирования в принципе не отличается от такой же схемы тюнера «Рондо-стерео» (§ 10-2). Выделенный разностный сигнал A—B после усилителя T_4 поступает на парафазный каскад T_5. На входе декодера и после выделения сигнала A—B установлен сдвоенный переменный резистор R_{14} движкового типа, управление которым выведено на переднюю панель тюнера. С помощью резистора $R_{14б}$, меняя величину сигнала на входе транзистора T_4, можно менять уровень составляющей A—B, т. е. «стереофоничность» передачи. Так, если у слушателя акустические системы расположены близко и стереоэффект невелик, можно увеличить «стереофоничность», т. е. как бы расширить базу между громкоговорителями. Наоборот, если условия прослушивания таковы, что слышны отдельно левый и правый каналы, а звук в центре отсутствует («провал центра»), то с помощью резистора $R_{14б}$ стереобаза может быть уменьшена. Резистор R_{14a}, спаренный с $R_{14б}$, нужен для того, чтобы при регулировке стереобазы субъективное ощущение общей громкости передачи не изменялось. С этой целью при уменьшении составляющей A—B одновременно увеличивается общий стереосигнал.

С парафазного каскада сигналы A—B и B—A поступают на суммирующую цепь. В результате их суммирования с сигналом $A+B$

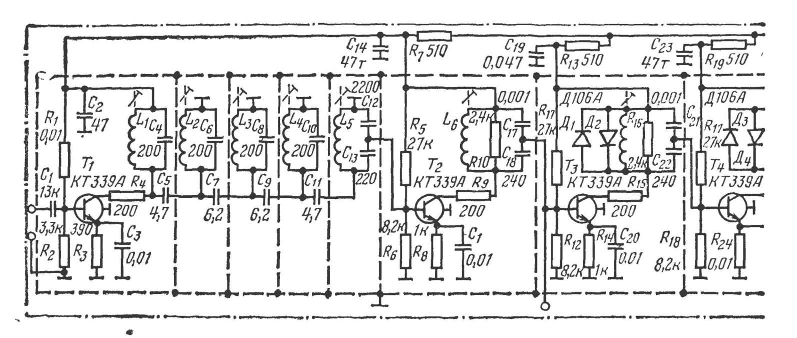
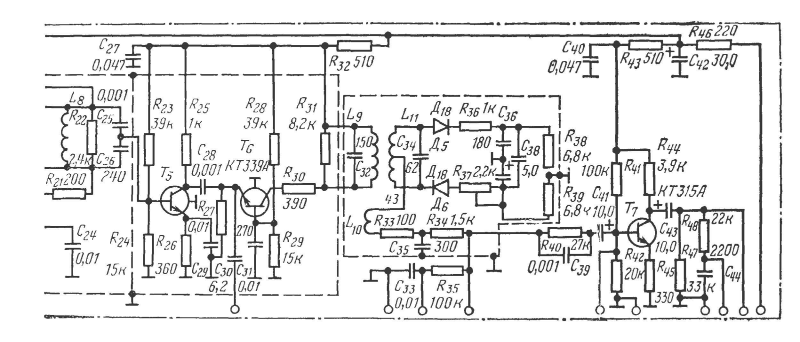


Рис. 10-10. Схема стереодекодера тюнера «Раймонда» с блоком

Рис. 10-11. Схема тракта ПЧ и предварительного УНЧ тюнера



фильтров и автоматом моно-стерео.

«Раймонда».

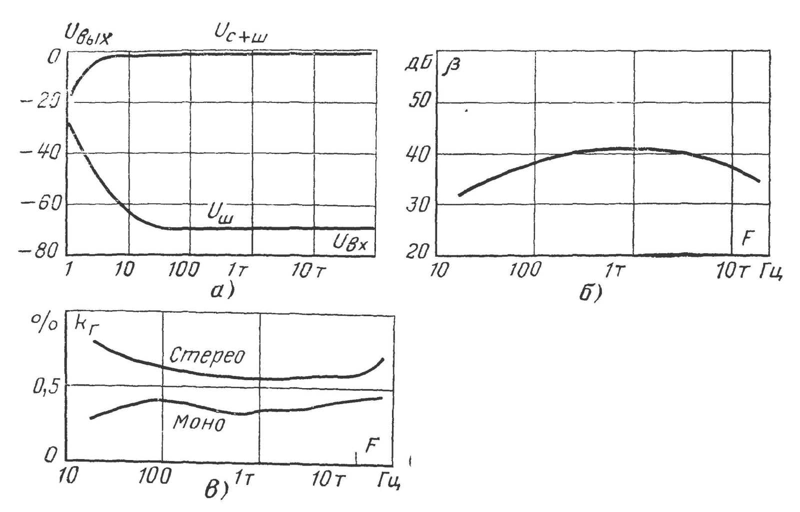


Рис. 10-12. Типовые характеристики тюнера «Раймонда».

а — выходное напряжение; *б* — переходные затухания при стереоприеме; *в* — нелинейные искажения при моно- и стереоприеме.

на коллекторах T_6 и T_7 образуются сигналы *A* и *B*. Переменные резисторы R_{10} и R_{11} устанавливаются так, чтобы при среднем положении регулятора стереобазы разделение каналов было максимальным. После фильтров нижних частот сигналы *A* и *B* проходят на выход тюнера.

С коллектора T_3 снимается напряжение поднесущей частоты для сигнализации моно — стерео и автоматического переключения режима работы тюнера в зависимости от вида передачи. Это напряжение усиливается с помощью T_8, выпрямляется и подается на тиристор $Д_6$ (управляемый диод), отпирая его. Полевой транзистор T_9 работает как переменный резистор, сопротивление которого зависит от напряжения на затворе. При отпирании тиристора $Д_6$ напряжение на затворе падает, транзистор T_9 запирается и перестает шунтировать вход транзистора T_5. Разностный сигнал *A—B* проходит на выход декодера. При отсутствии поднесущей $Д_6$ закрыт и полевой транзистор T_9, шунтируя T_5, уменьшает разностный сигнал практически до нуля. Стереодекодер при этом пропускает только сигнал $A+B$, т. е. работает в режиме «моно».

На рис. 10-12 показаны характеристики тюнера «Раймонда».

10-4. УКВ тюнер с цифровой настройкой

В заключение рассмотрим УКВ тюнер с оригинальными решениями настройки и эксплуатации.

Основной тракт тюнера построен по обычной схеме (рис. 10-13) за исключением того, что частотный детектор — счетного типа, работающий на частоте 5,35 МГц (половинное значение промежуточной частоты). Блок УКВ выполнен на полевых транзисторах и с электронной настройкой.

Блок настройки позволяет осуществлять автоматический поиск сигнала радиостанции. В этом режиме настройка тюнера последовательно изменяется с 107,9 до 88,1 МГц скачками через 200 кГц. Согласно стандарту США это соответствует возможным частотам УКВ передатчиков, которые также расположены через 200 кГц. Если радиостанция не выбрана, то процесс постепенного «ощупывания» УКВ диапазона повторяется. Если выбрана, слушатель нажимает кнопку *Стоп* и процесс поиска заканчивается на станции, на которую в этот момент был настроен тюнер.

Остановка может быть автоматической при настройке на станцию с достаточно мощным сигналом. При фиксированной настройке на радиостанцию радиослушатель, зная частоту, набирает ее кнопками на небольшом пульте, имеющемся на лицевой панели тюнера. Тюнер автоматически настраивается на эту радиостанцию.

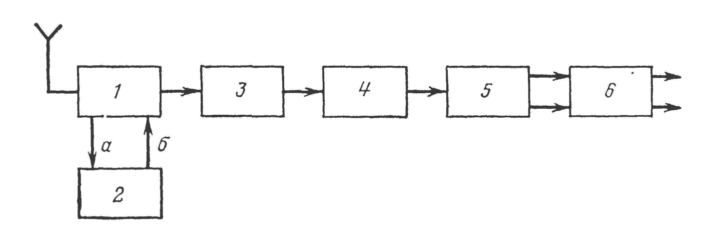


Рис. 10-13. Структурная схема тюнера с цифровой настройкой.

1 — блок УКВ; *2* — блок настройки; *3* — УПЧ; *4* — частотный детектор (счетного типа); *5* — стереодекодер; *6* — стереоусилитель звуковых частот; *а* — от выхода гетеродина; *б* — управление частотой гетеродина.

Программная настройка на радиостанцию осуществляется следующим образом. На лицевой панели тюнера предусмотрено три щели, в которые могут быть вставлены специальные кодовые карточки, прилагающиеся к тюнеру. На каждой карточке обозначена частота настройки. Вставив три карточки, соответствующие частотам выбранных радиостанций, слушатель может простым нажатием

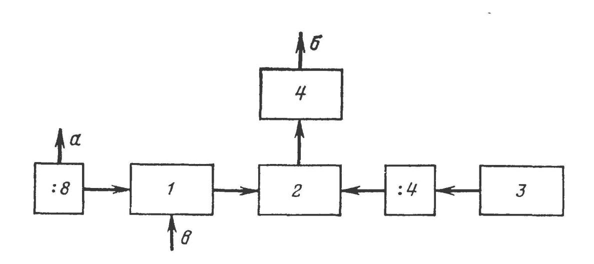


Рис. 10-14. Структурная схема блока настройки тюнера.

1 — делитель частоты с переменным коэффициентом деления; *2* — счетный фазовый детектор; *3* — кварцевый генератор 100 кГц; *4* — фильтр; *а* — от выхода гетеродина; б — управление частотой гетеродина; *в* — от пульта набора частоты настройки.

одной из трех кнопок (*A*, *B* или *C*) перейти на прием желаемой программы.

Устройство настройки тюнера выполнено на основе использования фазовой подстройки частоты, уже описанной в § 7-6 применительно к частотному детектору. В данном случае (рис. 10-14) опорным генератором служит кварцевый генератор, работающий на частоте 100 кГц и имеющий уход не более 0,005%, т. е. 5 Гц. Частота напряжения опорного генератора делится на 4, после чего это напряжение подается на фазовый детектор. Частота выходного напряжения гетеродина блока УКВ при промежуточной частоте 10,7 МГц меняется от 98,8 до 118,6 МГц. После деления частоты на 8 это напряжение подается на делитель частоты с переменным коэффициентом деления. С выхода делителя сигнал поступает на фазовый детектор, который производит сравнение этой частоты с частотой напряжения, поступившего от опорного генератора (25 кГц). Если частоты равны, то сдвиг фаз между ними не меняется и сигнал рассогласования на выходе детектора равен нулю (или заданному фиксированному значению). Если частоты отличаются, появляется сигнал рассогласования, который через фильтр поступает на варакторы блока УКВ и перестраивает частоту гетеродина до тех пор, пока не будет достигнуто равенство частот напряжений, поступающих на фазовый детектор.

Установившаяся частота гетеродина, т. е. частота настройки тюнера будет определяться коэффициентом деления переменного делителя. Так, если хотим настроиться на частоту 89,3 МГц, т. е. получить частоту гетеродина 100 МГц, то нужно установить коэффициент деления переменного делителя, равный 500. Действительно, частота гетеродина после деления на 8 равна 12,5 МГц, а в результате последующего деления на 500 станет —25 кГц, что обеспечит равновесие схемы фазовой автоподстройки частоты. Соответственно для настройки на частоту следующего канала 89,5 МГц коэффициент деления должен быть 501 и т. д. Во всем диапазоне частот 88,1—107,9 МГц он изменяется от 494 до 593. Делитель частоты содержит три последовательно включенные счетные декады, т. е. в принципе может осуществлять деление до 1000 раз.

Введение в цепи счетных декад соответствующих обратных связей позволяет изменять коэффициент деления. Переключение обратных связей осуществляется нажатием кнопок на пульте набора частоты или размыканием соответствующих цепей при установке кодовых карточек. Частота принимаемого канала видна на цифровом индикаторе, имеющемся на передней панели тюнера.

В тюнере предусмотрено устройство, отпирающее выход частотного детектора в случае, когда входной сигнал достаточен для высококачественного приема, шумы малы, схема настроена в центр резонансной кривой ПЧ, а сигнал рассогласования в схеме фазовой автоподстройки частоты отсутствует. Тюнер с такой схемой получается весьма сложным, несмотря на широкое применение интегральных микросхем.

В литературе описан также УКВ стереотюнер с цифровой настройкой, обеспечивающей выбор любого из 420 каналов с интервалом между частотами соседних станций 50 кГц. Он построен примерно по тому же принципу, как тюнер, рассмотренный выше.

Глава одиннадцатая

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО УКВ ПРИЕМА

11-1. Улучшение шумовых свойств УКВ радиовещания

Одной из основных причин, ограничивающих возможность реализации высококачественного приема УКВ радиовещания, является трудность получения высокого отношения сигнал/шум при слабых полях. Улучшить его позволяет применяемая система предыскажений (с постоянной времени 50 или 75 мкс). Однако по мере повышения качества записи и воспроизведения звука все чаще стали замечаться искажения, вызванные перегрузкой тракта на верхних звуковых частотах. Эти перегрузки создают большую мгновенную девиацию частоты и вызывают при приеме характерные нелинейные искажения, похожие на хрипы.

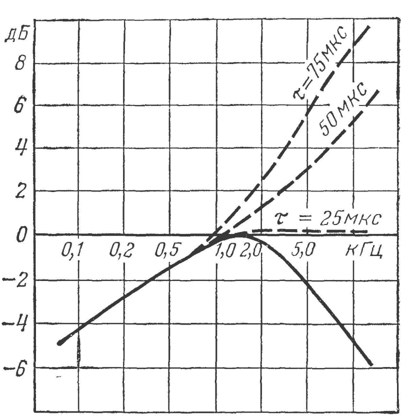


Рис. 11-1. Спектры современных музыкальных записей.

На рис. 11-1 сплошной линией показан график спектра звукозаписи в момент пиков громкости, пунктиром — те же спектры после прохождения сигнала через цепи предыскажений с постоянными времени 25, 50 и 75 мкс. Из графиков видно, что отсутствие перегрузок на верхних частотах гарантируется при постоянной времени не более 25 мкс. Но такая малая постоянная времени создает незначительное уменьшение шумов при приеме (всего на 2,7 дБ).

Для улучшения шумовых свойств при записи и передаче звука применяется система компрессор-экспандер, сжимающая динамический диапазон модулирующего сигнала на стороне передачи с соответствующим расширением его на стороне приема (рис. 11-2).

Коэффициент передачи компрессора уменьшается с увеличением уровня сигнала. Характеристика экспандера обратная: его коэффициент передачи при больших уровнях сигнала увеличивается. Идея

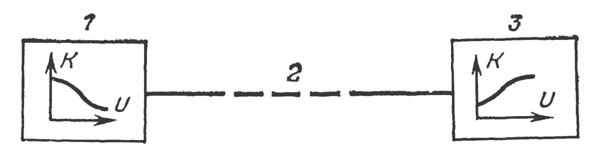


Рис. 11-2. Система компрессор-экспандер.

1 — передающая часть; *2* — тракт передачи звука; *3* — приемная часть.

системы компрессор-экспандер заключается в увеличении среднего уровня сигнала в тракте, при том же максимальном уровне. Это уменьшает заметность шумов при приеме. Такой способ использован в шведской системе стереофонического вещания.

При всех своих достоинствах система компрессор-экспандер имеет ряд недостатков. Важнейшие из них: динамические искажения во время резких изменений громкости и трудность получения точной взаимности характеристик компрессора и экспандера.

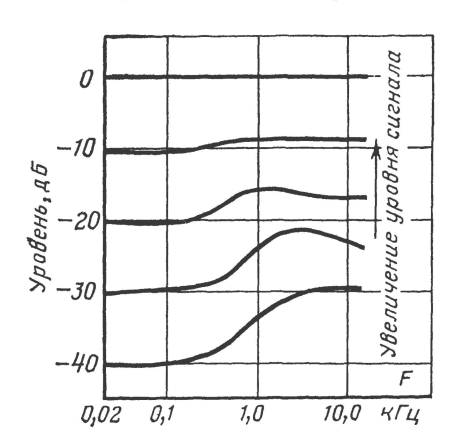


Рис. 11-3. Частотные характеристики передающей части системы «Долби-В».

Более совершенной является система «Долби-Б», в которой постоянная времени предыскажений делается переменной, зависимой от уровня передаваемого сигнала. При максимальном уровне сигнала амплитудно-частотная характеристика передающего тракта горизонтальна, т. е. постоянная времени предыскажений равна нулю. По мере уменьшения уровня сигнала увеличивается подъем характеристики на верхних частотах, как показано на рис. 11-3. Однако такой подъем не влечет за собой перегрузки тракта, так как сам сигнал при этом мал. На приемном конце тракта имеется устройство, создающее обратную характеристику.

Система «Долби-Б» дает возможность увеличить реальное отношение сигнал/шум примерно на 9 дБ. Применяя эту систему и фиксированные предыскажения с $\tau=25$ мкс, можно избежать искажений за счет перемодуляции на верхних частотах. В то же время получаем выигрыш в отношении сигнал/шум, равный 7 дБ по сравнению с трактом, использующим $\tau=50$ мкс, но без системы «Долби-Б».

На рис. 11-4 показана структурная схема такого тракта. В него введен усилитель с переменным коэффициентом усиления (РУ), формирующий добавку к сигналу в области верхних звуковых частот. Эта добавка составляет тем большую часть основного сигнала, чем мень-

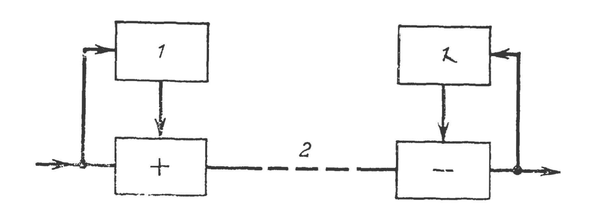


Рис. 11-4. Структурная схема системы «Долби-Б».
1 — блок формирования добавки; *2* — тракт передачи звука.

ше сам сигнал. На приемном конце формируется такая же добавка, но она не прибавляется, а вычитается из основного сигнала. Так как устройства РУ на передающем и приемном концах одинаковы, то легко достигается взаимность их характеристик.

На рис. 11-5 дана одна из возможных схем регулируемого усилителя. Если это устройство размещено на передающем конце, то сигнал подается в точки *A* и *C*. В точке *A* сигнал усиливается и поступает на выход в точку *B*. К входному сигналу прибавляется

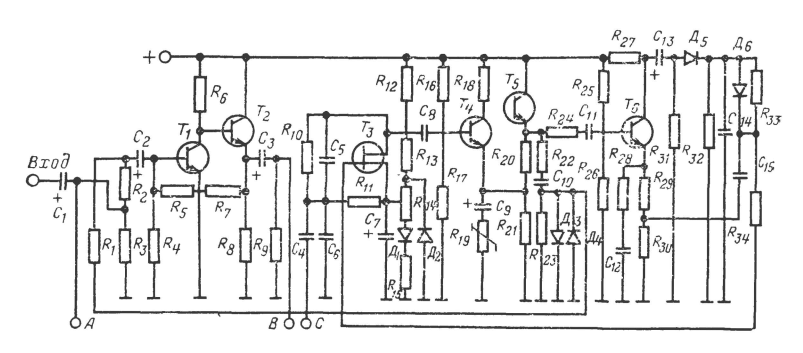


Рис. 11-5. Схема регулируемого усилителя (формирование добавки).

через резистор R_1 добавка, формируемая правой частью усилителя (T_3—T_6), величина которой зависит от величины входного сигнала.

Для формирования добавки входной сигнал через фильтр $C_4R_{10}C_5$, подчеркивающий верхние звуковые частоты, и переходной конденсатор C_8 поступает на усилитель T_4, T_5, T_6. Снятый с коллектора T_6 сигнал выпрямляется и фильтруется (диоды $Д_5$ и $Д_6$). Постоянная составляющая подается на затвор полевого транзистора T_3, работающего как управляемый резистор в цепи делителя напряжения. Напряжение добавки снимается с эмиттера транзистора T_5. При увеличении входного сигнала (в точке *C*) уменьшается сопротивление полевого транзистора, а следовательно, и величина добавки. Режим полевого транзистора регулируется в цепи истока с помощью переменного резистора R_{14}. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ — опорные. $Д_3$ и $Д_4$ образуют двусторонний ограничитель, срезающий короткие пики мгновенных значений сигнала добавки.

Если устройство размещено на приемном конце, то входной сигнал подается в точку *A*, а выходной сигнал с точки *B* в точку *C*. Так как усилитель на транзисторах T_1 и T_2 поворачивает фазу сигнала на 180°, то добавка поступает через R_1 в противофазе, т. е. вычитается из входного сигнала, что и требуется для восстановления первоначальной формы напряжения.

Для уменьшения уровня шумов система «Долби-Б» также применяется при записи-воспроизведении программ на магнитную пленку. Но в этом случае может быть использована и более совершенная (но и более сложная) система «Долби-А», в которой спектр сигнала разбивается на четыре полосы звуковых частот и в каждой из них регулирование производится раздельно.

Система «Долби-Б» применяется и при стереоприеме, однако в таком случае возможна система с регулируемым уровнем разностного сигнала $A—B$ в зависимости от уровня суммарного сигнала $A+B$. При малых уровнях $A+B$ доля $A—B$ на передающей стороне увеличивается, а на приемной соответственно уменьшается. Так как шумы при стереоприеме определяются трактом $A—B$, то при малых уровнях отношение сигнал/шум улучшается, ибо сигнал $A—B$ на приемной стороне подавляется вместе с шумами.

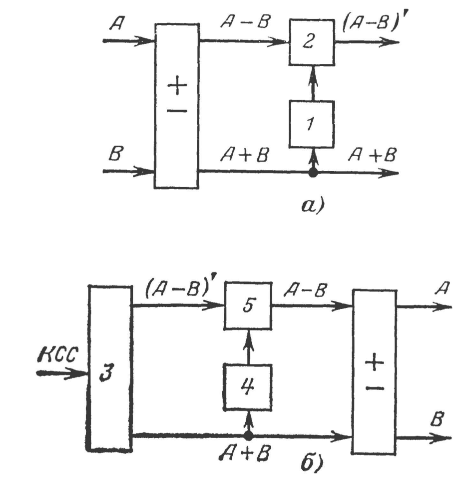


Рис. 11-6. Структурная схема системы улучшения шумовых свойств при стереоприеме.

а — передающая часть; *б* — приемная часть, *1* и *4* устройства выделения огибающей; *2* и *5* — регулируемые усилители (РУ); *3* — стереодекодер.

Структурная схема такого устройства показана на рис. 11-6. Огибающая сигнала $A+B$ управляет усилением РУ и тем самым изменяет долю сигнала B в общем стереосигнале.

Следует ожидать, что в ближайшем будущем устройства, улучшающие шумовые свойства системы УКВ радиовещания, найдут широкое применение и позволят еще более повысить качество УКВ приема и расширить зоны обслуживания УКВ радиостанций.

11-2. Квадрофонический УКВ прием

Двухканальный стереофонический радиоприем в УКВ диапазоне получил в наше время широкое распространение. Однако ряд любителей музыки, пользуясь двухканальным воспроизведением звука, отмечает его недостатки. Так, обращается внимание на слабое ощущение глубины звуковой картины, ограниченность «зоны стереоэффекта», т. е. той части помещения, в которой стереоэффект сохраняет свою полную силу.

В конце 60-х годов все чаще начали проводиться опыты по трех- и четырехканальному воспроизведению звука в домашних условиях. При этом наиболее оптимальным с точки зрения качества звучания оказался четырехканальный вариант, получивший название «квадрофонического звучания» (рис. 11-7). В этом варианте звук как бы «окружает» слушателя.

Квадрофоническое звучание по сравнению с двухканальным стереофоническим имеет ряд преимуществ. Оно позволяет создать звучание не только перед, но и за слушателем, воссоздавая тем самым «атмосферу» зала, характерные отражения («реверберацию»), шум публики и т. п. Кроме того, с помощью квадрофонии можно создать своеобразные звуковые эффекты, например «посадить» слушателя в центр оркестра, создать впечатление кругового помещения источников звука и т. п.

Следует, однако, иметь в виду, что квадрофоническая аппаратура получается довольно сложной и дорогой. В связи с тем, что двухканальная стереофония позволяет получить достаточно высококачественное звучание с меньшими затратами, возник целый ряд псевдоквадрофонических систем, позволяющих на обычной двухканальной аппаратуре создавать эффекты, напоминающие квадрофоническое звучание. Так, было предложено из двух стереофонических сигналов *A* и *B* создать два дополнительных $A+B$ и $A-B$ и расположить громкоговорители, как показано на рис. 11-8. Такие псевдоквадрофонические системы не являются, однако, перспективными.

Более совершенными, но и более сложными являются системы «матричной» квадрофонии, в которых четыре сигнала комбинируются в два, для передачи по двухканальной линии связи. На приемной стороне тем или иным способом восстанавливаются вновь четыре канала. Однако таким способом невозможно восстановить информацию в первоначальном виде, и в этом заключается неполноценность матричных систем.

Наиболее перспективными являются системы полной или, как часто ее называют, «дискретной» квадрофонии. Но они в то же время наиболее сложны и дороги, так как требуют четырехканальной записи, передачи и воспроизведения звуковых программ. Как

Рис. 11-7. Расположение громкоговорителей при квадрофоническом воспроизведении звука.

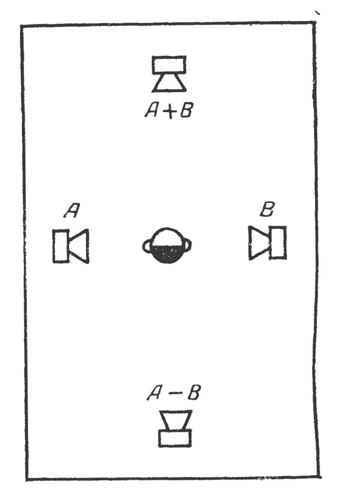


Рис. 11-8. Один из вариантов псевдоквадрофонического воспроизведения звука.

показала практика, любители музыки предпочитают получать устройства дискретной квадрофонии, несмотря на высокую стоимость. Поэтому выпуск подобных устройств с каждым годом увеличивается.

Наиболее просто решается проблема квадрофонической магнитной записи и воспроизведения звука, для которой нужно иметь четырехдорожечный магнитофон с четырехканальными магнитными головками и четырьмя усилителями записи и воспроизведения.

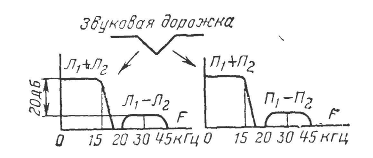


Рис. 11-9. Расположение и спектр сигналов при квадрофонической грамзаписи (система СД-4).

Сложнее осуществить грамофонную квадрофоническую запись. Здесь, по всей вероятности, самой перспективной следует считать систему «СД-4». Она предусматривает использование обычной стереофонической грамзаписи, но на каждую канавку, кроме составляющих с тональными частотами, записывается надтональный участок, представляющий собой поднесущую частоту 30 кГц, модулированную по частоте. На левой стороне канавки записываются звуковой сигнал $Л_1+Л_2$, т. е. сумма сигналов переднего и заднего левых каналов и поднесущая, модулированная по частоте сигналом $Л_1—Л_2$, т. е. разностью этих же сигналов. На правой стороне канавки таким же образом записываются сигналы $(П_1+П_2)$ и $(П_1—П_2)$.

Расположение сигналов на стенках канавки и их спектр показаны на рис. 11-9. Для воспроизведения такой записи необходимо иметь проигрыватель со специальным звукоснимателем и декодер, детектирующий ЧМ поднесущую и осуществляющий преобразования

$$(Л_1 + Л_2) + (Л_1 - Л_2) = 2Л_1; \quad (Л_1 + Л_2) - (Л_1 - Л_2) = 2Л_2;$$

$$(П_1 + П_2) + (П_1 - П_2) = 2П_1;$$

$$(П_1 + П_2) - (П_1 - П_2) = 2П_2.$$

Впрочем, такая пластинка может проигрываться и на обычном стереофоническом электрофоне. В этом случае будут воспроизводиться сигналы $(Л_1+Л_2)$ и $(П_1+П_2)$, т. е. двухканальные стереофонические сигналы.

Наряду с магнитной и граммофонной квадрофонической записью возник вопрос о квадрофоническом радиовещании. Естественно, что квадрофоническая радиопередача должна быть совместимой: обеспечивать прием на монофонический приемник сигнала $(Л_1+Л_2)+$ $+(П_1+П_2)$; на стереофонический приемник — сигналов $A=Л_1+Л_2$ и $B=П_1+П_2$; на квадрофонический — сигналов $Л_1$, $Л_2$, $П_1$ и $П_2$. Следовательно, комплексный квадрофонический сигнал (ККС) должен обязательно содержать как составную часть комплексный стереофонический сигнал (КСС). Дополнительно нужно передать еще два сигнала, для чего необходимо применить хотя бы одну дополнительную поднесущую.

Один из вариантов квадрофонической передачи показан на рис. 11-10. В этом варианте к обычному КСС добавлено два сигнала.

Первый сигнал $(Л_1—Л_2)—(П_1—П_2)$ передается на той же поднесущей, что и КСС но находится по отношению к нему в квадра-

($\sin \omega t$), то добавочным сигналом $(Л_1—Л_2)—(П_1—П_2)$ модулируется косинусоидальная компонента ($\cos \omega t$). Второй сигнал $(Л_1—Л_2)+$ туре. Это означает, что если в КСС составляющей $(Л_1+Л_2)—(П_1+$ $+П_2)$ модулируется синусоидальная компонента поднесущей $+(П_1—П_2)$ передается на добавочной поднесущей, имеющей частоту 2ω.

Таким образом, КСС может быть представлен в общем виде так:

$$u = (A + B) + (A - B) \sin \omega t + (C - D) \cos \omega t + (C + D) \sin 2\omega t, \quad (11\text{-}1)$$

где

$$A = Л_1 + Л_2;\ B = П_1 + П_2;\ C = Л_1 - Л_2;\ D = П_1 - П_2.$$

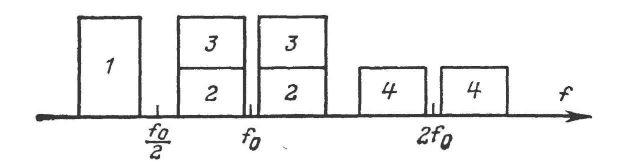


Рис. 11-10. Спектр сигналов одного из вариантов систем квадрофонического вещания.

Применив перемножители, разделить эти сигналы в приемнике несложно. Так, умножая (11-1) на 1/2, получим низкочастотную (звуковую) составляющую в виде $U_1 = (A+B)/2$. Нетрудно убедиться, что при умножении на $\sin \omega t$ и $\cos \omega t$ получим соответственно $U_2 = (A-B)/2$, $U_3 = (C-D)/2$. Таким же образом, умножение на $\sin 2\omega t$ дает $U_4 = (C+D)/2$.

Дальнейшее разделение сигналов осуществляют с помощью суммарно-разностных преобразований $U_1 + U_2 + U_3 + U_4 = 2Л_1$; $U_1 - U_2 - U_3 + U_4 = 2П_1$; $U_1 + U_2 - U_3 - U_4 = 2Л_2$; $U_1 - U_2 + U_3 - U_4 = 2П_2$.

Практически описанная система выполняется различными способами. Передающая часть может быть построена по структурной схеме рис. 11-11. Два левых сигнала $Л_1$ и $Л_2$ коммутируются с частотой, равной 2ω. Отдельно с той же частотой коммутируются сигналы $П_1$ и $П_2$, а затем образовавшиеся сигналы коммутируются с частотой ω. Можно показать, что при этом образуется сигнал, аналогичный (11-1). На приемном конце может быть использована обратная схема (рис. 11-12), после которой четыре передаваемых сигнала оказываются декодированными.

Схема с квадратурной модуляцией первой поднесущей проста. Однако ее недостатком является отсутствие совместимости при приеме на стереофонический декодер с детектированием разностного сигнала по огибающей. Такой детектор нечувствителен к фазе первой поднесущей и выделяет из сигнала (11-1) огибающую колебания $(A-B) \sin \omega t + (C-D) \cos \omega t$, равную

$$U_{ог} = \sqrt{(A-B)^2 + (C-D)^2}.$$

В результате нарушается соотношение амплитуд стереосигналов и появляются нелинейные искажения.

Более перспективной представляется система с квадратурной модуляцией второй поднесущей, т. е. система, в которой ККС представляет собой стандартный КСС с добавленным к нему напряжением

$$U_{доб}=C\sin(2\omega t+\varphi)+D\cos(2\omega t+\varphi), \qquad (11\text{-}2)$$

где φ — любая стандартизованная величина (например, $\varphi=0$, или $\varphi=45°$).

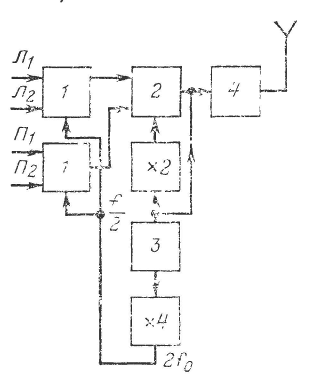


Рис. 11-11. Передающая часть системы.

1 — электронные коммутаторы (частота коммутации $2f_0$); *2* — электронный коммутатор (частота коммутации f_0); *3* — задающий генератор (частота $f_0/2$); *4* — передатчик.

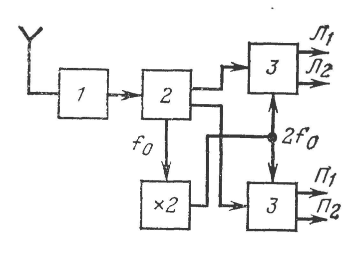


Рис. 11-12. Приемная часть системы.

1 — приемник; *2* — коммутатор с частотой f_0; *3* — коммутатор с частотой $2f_0$.

Тогда на выходе обычного стереодекодера образуются сигналы $A=Л_1+Л_2$ и $B=П_1+П_2$, а детектирование квадратурного сигнала (11-2) позволяет выделить сигналы $C=Л_1-Л_2$ и $D=П_1-П_2$. После этого легко разделить четыре сигнала: $A+C=2Л_1$; $A-C=2Л_2$; $B+D=2П_1$; $B-D=2П_2$.

От обычного стереодекодера для получения совместимости требуется, чтобы он подавлял составляющие спектра модуляции дополнительной поднесущей. Например, суммарно-разностные схемы имеют контур LC, настроенный на частоту первой поднесущей и существенно подавляющий колебания с частотами выше 46 кГц. При дальнейшем выпуске стереоприемников эта фильтрация может быть еще более усилена.

При выборе системы квадрофонического радиовещания вновь встают вопросы о ширине спектра передачи в эфире, отношении сигнал/шум и защитных отношениях. Ширина спектра при квадрофоническом радиовещании может быть рассчитана по соответствующим формулам. Однако даже элементарное рассмотрение позволяет примерно оценить ее величину. В рассмотренных выше системах верхняя частота ККС равна $2f+F_в$, где f — частота стереофонической поднесущей (31,25 кГц), а $F_в$ — верхняя модулирующая частота (15 кГц). Если учесть, что индекс модуляции частоты передатчика в этом случае значительно меньше единицы, то приближенно ширину полосы передачи можно считать равной $2(2f+F_в)$, т. е. 155 кГц. Это незначительно превышает полосу частот, занимаемую стереофонической радиопередачей.

Шумовые свойства ухудшаются по сравнению со стереофоническим вещанием. Формула (9-11) показывает, что при том же полез-

ном сигнале напряжение шумов пропорционально величине поднесущей частоты. Принимая мощность шума стереофонического тракта (с поднесущей f) за единицу, получим, что на дополнительной поднесущей ($2f$) мощность шума возрастает примерно в 4 раза.

Общий шум для первой из описанных выше систем, в которой два сигнала принимаются на основной и один — на дополнительной поднесущей, равен:

$$U_{\text{ш.квадро}} \approx U_{\text{ш.стерео}} \sqrt{1+1+4} = \sqrt{6} U_{\text{ш.стерео}},$$

т. е. увеличился на 7,8 дБ по сравнению с шумом при стереоприеме.

Для второй системы получим:

$$U_{\text{ш.квадро}} \approx U_{\text{ш.стерео}} \sqrt{1+4+4} = 3 U_{\text{ш.стерео}},$$

что дает увеличение на 9,5 дБ.

Вопрос о защитных отношениях при квадрофоническом радиоприеме сложен и требует специальных экспериментальных исследований. Однако, исходя из принципов, изложенных в § 9-5, можно утверждать, что введение квадрафонического вещания не ухудшает условий моно- и стереофонического приема. Можно предполагать, что защитные отношения при квадрафоническом приеме будут несколько худшими, чем при стереофоническом, в связи с расширением полосы частот ККС по сравнению с КСС. На рис. 11-13 показаны результаты расчета защитных отношений $R_{\text{бздб}}$ для системы с квадратичной модуляцией второй поднесущей. Для сравнения даны расчетные кривые защитных отношений для стерео- и моноприема. Из рисунка видно, что ухудшение защитных отношений при переходе от стерео- к квадрофоническому приему значительно меньше, чем при переходе от моно- к стереоприему.

Рис. 11-13. Расчетные защитные отношения для квадроприема (сплошная линия), стереоприем — пунктир, моноприем — штрих-пунктир.

Пока еще трудно сказать, получит ли квадрофоническое радиовещание широкое развитие и заменит ли оно распространенное ныне стереофоническое вещание. Однако возможности квадрофонического вещания достаточно широкие, экспериментальные передачи в СССР и США в настоящее время ведутся и следует ожидать в недалеком будущем введения регулярного квадрофонического вещания в УКВ диапазоне и выпуска соответствующей приемной аппаратуры.

11-3. Прием нескольких программ на одной несущей частоте

При стереофоническом и квадрофоническом приеме, используя вспомогательные, поднесущие частоты, можно передать и принять на одной несущей несколько различных сигналов, статистически связан-

ных между собой. Однако при соблюдении некоторых условий могут быть переданы и независимые программы. Такой принцип передачи и приема широко используется в системах дальней связи и носит название «частотного уплотнения».

В настоящее время для выбора нужной программы необходимо перестраивать приемник с одной частоты на другую. В недалеком

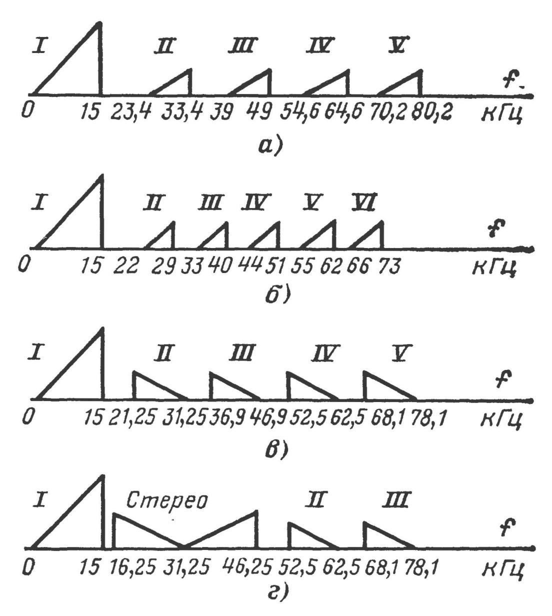


Рис. 11-14. Варианты многопрограммного вещания по системе ОМ—ЧМ.

будущем можно предположить другой принцип радиовещательного приема в УКВ диапазоне. Радиостанция будет передавать несколько радиовещательных программ на различных поднесущих, а приемник — иметь фиксированную настройку на частоту одной несущей. Выбор программ будет производиться переключением декодера на ту или иную поднесущую, а переход с программы на программу — простым нажатием соответствующей кнопки. Такой метод имеет ряд преимуществ. Увеличивается объем информации, передаваемой через одну радиостанцию. Отпадает необходимость в большом числе УКВ передатчиков, снижается вероятность взаимных помех между ними. Гетеродин, имеющий фиксированную частоту, может быть сделан весьма стабильным.

Передаваемые программы в этом случае могут быть специализированы, например «музыка», «новости», «спорт» и т. п. Переход на такой принцип радовещательного УКВ приема требует решения ряда задач. Основной из них является обеспечение высокого переходного затухания между каналами (около 60 дБ) и высокого от-

ношения сигнал/шум в каналах, передаваемых на верхних поднесущих частотах.

Анализ возможных вариантов передачи и приема нескольких независимых программ на одной несущей частоте показывает, что наиболее перспективными являются системы, в которых для модуляции поднесущих составляющих применяется либо частотная модуляция (система ЧМ—ЧМ), либо однополосная амплитудная модуляция (система ОМ—ЧМ). Система ЧМ—ЧМ уже применяется в радиовещательном УКВ диапазоне со служебными целями. В США по этому методу передается так называемая «фоновая музыка» для ресторанов, кафе и т. п. Используется поднесущая с частотой 67 кГц, модулируемая с максимальной девиацией ±(8—10) кГц в диапазоне воспроизводимых частот до 8 кГц. Эта система носит чисто коммерческий характер.

В Советском Союзе по системе ЧМ—ЧМ подаются программы на некоторые радиоузлы. Используется поднесущая с частотой 39 кГц при максимальной девиации частоты ±15 кГц и с воспроизводимым диапазоном частот 15 кГц.

Система ЧМ—ЧМ обладает тем преимуществом, что может обеспечить высокое качество приема дополнительных каналов при использовании достаточно больших индексов модуляции. Однако, число каналов, передаваемых на одной несущей, оказывается при этом малым, не более трех.

Система ОМ—ЧМ позволяет передавать на одной несущей большое число каналов, так как полоса частот, занимаемая одним каналом, невелика и равна $F_в$, где $F_в$ — верхняя воспроизводимая частота в данном канале. Однако проблема обеспечения высоких переходных затуханий между каналами в системе ОМ—ЧМ оказывается сложнее.

На рис. 11-14 показано несколько возможных вариантов осуществления передачи по системе ОМ—ЧМ. В варианте *а* наряду с основным каналом передаются четыре дополнительных с полосой воспроизводимых частот 10 кГц. Эти каналы образуются путем модуляции поднесущих, кратных частоте f_0=7,8 кГц ($3f_0$; $5f_0$; $7f_0$; $9f_0$). В варианте б передается пять дополнительных каналов с полосой частот 7 кГц. Частоты поднесущих кратны f_0=11 кГц. В *в* передается четыре дополнительных канала с полосой до 10 кГц. Частоты поднесущих кратны f_0=15,625 кГц. Вариант *г* показывает, как в варианте *в* передать стереофоническое вещание, используя два дополнительных канала.

При приеме по системе ОМ—ЧМ необходимо с достаточной точностью восстанавливать значения частот поднесущих. Поскольку они кратны между собой, достаточно применить передачу одного пилот-тона или использовать кварцевый генератор.

11-4. Использование спутниковой радиосвязи

Повышение качества и увеличение разнообразия радиовещательных программ, передаваемых в УКВ диапазоне, приводит к стремлению преодолеть основной недостаток УКВ вещания — ограниченность зоны обслуживания. Наряду с тривиальным способом (ретрансляция УКВ программ, использование высоких антенн и т. п.) наиболее радикальным способом является передача УКВ программ через искусственные спутники земли (ИСЗ). Передача телевизионных и радиовещательных программ через ИСЗ используется достаточно широко.

Программы со спутника принимаются специальными приемными станциями и передаются на радиовещательные и телевизионные наземные передатчики, которые вновь излучают их в эфир. Слушатели принимают эти программы на обычные приемники.

Принять программу непосредственно со спутника на домашний приемник невозможно из-за его небольшой чувствительности и несовершенства антенны. Кроме того, спутник ретранслирует передачу в диапазоне частот, существенно отличающемся от радиовещательного диапазона.

Более удобна система, при которой можно непосредственно принимать программы со спутников. Она получила название «непосредственной спутниковой радиосвязи». Проблемы такой радиосвязи в настоящее время решаются. Однако эта задача непроста. В первую очередь предполагается перейти к непосредственному спутниковому телевизионному вещанию, а затем распространить этот принцип на радиовещание в УКВ диапазоне.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Чистяков Н. И., Сидоров В. М.** Радиоприемные устройства. М., «Связь», 1974. 408 с. с ил.

2. **Исследование** заметности искажений в радиовещательных каналах. Сб. статей под ред. И. Е. Горона. М., Связьиздат, 1959. 190 с.

3. **Зенькович А. В.** Искажения частотно-модулированных колебаний. М., «Советское радио», 1974. 295 с. с ил.

4. **Гуткин Л. С., Лебедев В. Л., Сифоров В. И.** Радиоприемные устройства. Ч. II. М., «Советское радио», 1963. 400 с. с ил.

5. **Картьяну Г.** Частотная модуляция. Изд-во Академии РНР, Бухарест, 1961. 578 с.

6. **Кантор Л. Я.** Методы повышения помехозащищенности приема ЧМ сигналов. М., «Связь», 1967. 256 с. с ил.

7. **Банк М. У.** Электрические и акустические параметры радиоприемных устройств. М., «Связь», 1974. 287 с. с ил.

8. **Роткевич В., Роткевич П.** Техника измерений при радиоприеме. М., «Связь», 1969. 496 с. с ил.

9. **Левенстерн И. И.** Входная цепь УКВ диапазона радиовещательного приемника. — «Вопросы радиоэлектроники. Серия ТРПА», 1972, вып. 2, с. 35—45.

10. **«Интегральные схемы».** Новосибирск. «Наука». С. о. 1972. Вып. 2, 36 с. с ил.

11. **Кононович Л. М.** Проблемы высококачественного УКВ приема. — «Вопросы радиоэлектроники. Серия ТРПА», 1974, вып. 1, с. 3—16.

12. **Кононович Л. М.** Стереофоническое радиовещание. М., «Связь», 1974. 262 с. с ил.

13. **Жмурин П. М.** Прием передач стереофонического радиовещания. М., «Связь», 1973, 93 с. с ил.

14. **Годинар К.** Стереофоническое радиовещание. Пер. с чешского. М., «Энергия», 1974. 192 с. с ил.

15. **Чистяков Н. И.** Радиовещание через спутники. М., «Знание», 1969. 48 с. с ил.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

Глава первая. **Радиовещательный сигнал и условия его неискаженной передачи** 5

1-1. Радиовещательные диапазоны 5
1-2. Основные свойства радиовещательного сигнала . . 7
1-3. Слуховое восприятие вещательной передачи . . . 11
1-4. Основные элементы радиовещательного тракта . . 15

Глава вторая. **Частотно-модулированное колебание. Методы его получения и передачи** 16

2-1. Фазовая и частотная модуляция 16
2-2. Спектр ЧМ колебаний 19
2-3. Спектр ЧМ колебания при модуляции реальным радиовещательным сигналом 27
2-4. АЧМ колебание 28
2-5. Принципы построения и параметры радиовещательных УКВ радиостанций 31

Глава третья. **Искажения при передаче и приеме ЧМ колебаний** 34

3-1. Искажения при прохождении ЧМ колебаний через селективные цепи 34
3-2. Нелинейные искажения закона модуляции ЧМ колебаний 37
3-3. Искажения при прохождении ЧМ колебаний через идеализированный тракт 44
3-4. Искажения ЧМ колебания при малых индексах модуляции 46
3-5. Комбинационные искажения 48
3-6. Частотные искажения закона модуляции ЧМ колебаний 50
3-7. Влияние неполного подавления АМ 51

Глава четвертая. **Помехи при приеме ЧМ колебаний** 54

4-1. Действие элементарной помехи 54
4-2. Действие шума при приеме ЧМ колебаний . . . 58
4-3. Предыскажения и их влияние на отношение сигнал/шум 61
4-4. Влияние неполного подавления АМ на величину шума в приемнике ЧМ колебаний 63

4-5. Спектр шумов при приеме ЧМ сигналов и учет псофометрической кривой 64
4-6. Действие помех от соседних радиостанций . . . 66
4-7. Интерференционные помехи 70

Глава пятая. **Параметры и характеристики радиовещательного УКВ приемника** 72

5-1. Типовая структурная схема радиовещательного приемника и его параметры 72
5-2. Чувствительность УКВ приемника 75
5-3. Помехоустойчивость УКВ приемника 77
5-4. Параметры, определяющие качество звучания . . 79
5-5. Вторичные параметры УКВ приемника 80

Глава шестая. **Тракт радиочастоты УКВ приемника** . . 83

6-1. УКВ антенны 83
6-2. Блок УКВ. Его структурная схема 87
6-3. Входная цепь блока УКВ 88
6-4. Селективность по зеркальному каналу приема . . 90
6-5. Паразитные каналы приема и способы их подавления 93
6-6. Перекрестные помехи 97
6-7. Методы изменения частоты настройки при приеме ЧМ колебаний 99
6-8. Схемы блоков УКВ 102

Глава седьмая. **Тракт промежуточной частоты УКВ приемника** 107

7-1. Основные требования к тракту промежуточной частоты 107
7-2. Основные варианты построения тракта промежуточной частоты 108
7-3. Выбор элементов тракта 110
7-4. Подавление паразитной АМ 115
7-5. Детектор отношений 118
7-6. Другие схемы частотных детекторов 123

Глава восьмая. **Автоматические регулировки и индикация в приемниках ЧМ колебаний** 129

8-1. Автоматическая подстройка частоты гетеродина . . 129
8-2. Бесшумная настройка и подавление боковых настроек 132
8-3. Индикация точной настройки приемника 133
8-4. Индикация точной настройки антенны 137
8-5. Электронные индикаторы для УКВ приемников . . 138
8-6. Сенсорное переключение 141

Глава девятая. **Стереофонический радиоприем** . . . 142

9-1. Система стереофонического УКВ радиовещания . . 142
9-2. Условия неискаженного воспроизведения комплексного стереосигнала 148
9-3. Помехи при стереофоническом приеме 150
9-4. Особенности высокочастотного тракта стереофонического приемника 153

9-5. Восстановление колебания с поднесущей частотой . 155
9-6. Детектирование ПМ колебаний 157
9-7. Индикация при стереоприеме 159

Глава десятая. **Схемы УКВ радиоприемников** 161

10-1. Головной стереофонический УКВ приемник . . . 161
10-2. УКВ тюнер «Рондо-стерео» («Рондо-101») 162
10-3. УКВ стереотюнер «Раймонда» 168
10-4. УКВ тюнер с цифровой настройкой 174

Глава одиннадцатая. **Перспективы развития радиовещательного УКВ приема** 177

11-1. Улучшение шумовых свойств УКВ радиовещания . . 177
11-2. Квадрофонический УКВ прием 180
11-3. Прием нескольких программ на одной несущей частоте 185
11-4. Использование спутниковой радиосвязи 187

Список литературы 188

ЛЕВ МИРОНОВИЧ КОНОНОВИЧ

Радиовещательный УКВ прием

Редактор *В. П. Васильев*
Редактор издательства *Н. В. Ефимова*
Обложка художника *А. А. Иванова*
Технический редактор *Н. Н. Хотулева*
Корректор *М. Г. Гулина*

ИБ № 1396

Сдано в набор 24/II 1977 г. Подписано к печати 4/VII 1977 г.
Т-13223 Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 3
Усл. печ. л. 10,08 Уч.-изд. л. 12,42
Тираж 35 000 экз. Зак. 76 Цена 90 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.